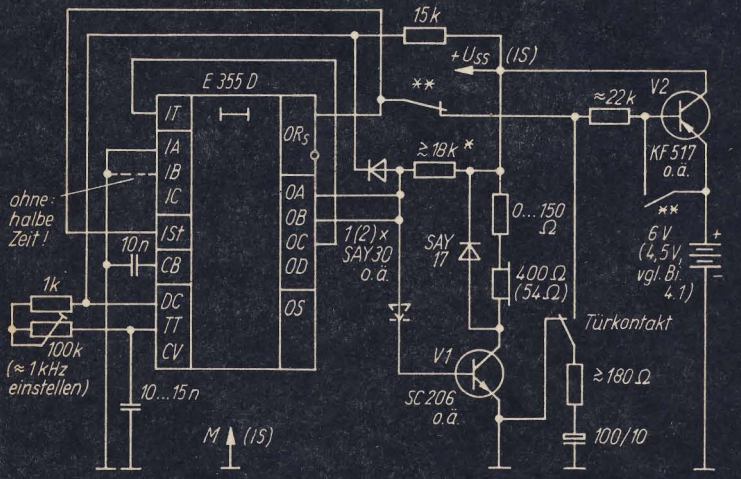
amateurreihe

electronica



Klaus Schlenzig

205
206

Digitale Zeitschaltkreise E351D und E355D

electronica · Band 205/206
Doppelband

KLAUS SCHLENZIG

Digitale Zeitschaltkreise E 351 D und E 355 D

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1983
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1983
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Angelika Prüfert
Typografie: Martina Schwarz
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. Juni 1982
Bestellnummer: 746 506 7
DDR ~~3,50~~ M
3.50

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Zur I^2L-Technologie 7

2. Teilerschaltkreis *E 351 D* — Eigenschaften und Einsatz 8
2.1. Wichtigste Daten 8
2.2. Funktionen 9
2.3. Starre Teilungen 11
2.4. Einstellbare Teilungen 15
2.5. Ausgaben 17
2.6. Standinformationen 20
2.7. Ende-Alarm 24
2.8. Leistungsschalter 26
2.9. Spezielle Hinweise und ein Beispiel 27

3. Zeitschaltkreis *E 355 D* — Eigenschaften und Einsatz 32
3.1. Wichtigste Daten 32
3.2. Inhalt 32
3.2.1. Oszillatorteil 36
3.2.2. Teilerstufen und Zeitbereiche 43
3.2.3. Ein- und Ausgangsschaltungen 46
3.2.4. Prellunterdrückung 49
3.2.5. Setzen und automatischer Start 50
3.3. Programmierbare Funktionen 50
3.3.1. Teilerüberbrückung („0": IC = L, IB = L, IA = L) 51
3.3.2. Einschaltverzögerung („1": IC = L, IB = L, IA = H) 52
3.3.3. Addierende Einschaltverzögerung („2": IC = L, IB = H, IA = L) 53
3.3.4. Ausschaltverzögerung („3": IC = L, IB = H, IA = H) 54
3.3.5. Kippfunktion („4": IC = H, IB = L, IA = L) 56
3.3.6. Wischfunktion („5": IC = H, IB = L, IA = H) 57
3.3.7. Astabiler Multivibrator („6": IC = H, IB = H, IA = L) 59
3.3.8. Frequenzteiler 62

4. Anwendungsbeispiele mit dem *E 355 D* 63

4.1. Ruhestromfreie Türkontrolle mit Verzögerung 63
4.2. Alarmgeber mit Verzögerung und Zeitbegrenzung ... 69
4.3. Signalgeber für die Dunkelkammer 71
4.4. Timer mit Ende-Signal und verzögertem Selbstabschalten 76
4.5. Timer für längere Zeiten mit automatischer Taktumschaltung 78
4.6. Kurzzeitwecker mit langsamer Taktfrequenz und selbsttätiger Abschaltung 82
4.7. Standanzeige für Timer 89
4.8. Rationelles Eichen von Timern mit kontinuierlicher Zeitwahl 95
4.9. Tagesschaltuhren (24-h-Programmgeber) 97
4.9.1. 12-h-Schalter 98
4.9.2. 2-h-Schalter 98
4.10. Periodischer Kurzzeitschalter 99
4.11. Eintakten von Zeitschaltuhren 103
4.12. Technologische Fragen zum *E 355 D* 104

5. Kombination *E 355 D/E 351 D* 107
5.1. Typischer Einsatzfall: Zeitschalter bis zu 40 Tagen 107
5.2. „Wochenend"-Programmsteuerungen 109
5.2.1. Wochenendsteuerung, Variante 1 110
5.2.2. Wochenendsteuerung, Variante 2 112
5.2.3. Wochenendsteuerung, Variante 3 114
5.3. Periodische Dosierungsschaltung für längere Zeiten 116

6. Zur Problematik der Sperrströme 121
6.1. Problemlösungen 123
6.2. Meßverfahren 128

7. Leistungsausgaben und Stromversorgung 130
7.1. Stromversorgungsfragen 131
7.2. Leistungsschalter für ohmsche Lasten 133
7.3. Leistungsschalter für Lasten mit induktivem Anteil 135
7.4. Leistungsschalterautomatik 136
7.4.1. Vorgaben 136
7.4.2. Zeitsteuerteil 139
7.4.3. Leistungsschalterteil kleinen Aufwands 142

8. Schlußbemerkungen und Empfehlungen 144

9. Literatur 148

Vorwort

Die digitalen Zeitschaltkreise *E 351 D* und *E 355 D* (Anfalltypen mit kleinerem Temperaturbereich *D 351 D* und *D 355 D*, Amateurtypen mit TTL-Betriebsspannungsbereich *P 351 D* und *P 355 D*) bieten zeitgemäße Lösungen für vielfältige Aufgabenstellungen bei der Zeitsteuerung beliebiger Vorgänge in Industrie und Haushalt. Ihr typischer Haupteinsatzfall besteht in der Kombination von *E 355 D* als Timer und Teiler für kleine bis mittlere Zeiten mit dem *E 351 D* zur „Zeitmultiplikation" für Zeitspannen in der Größenordnung mehrerer Wochen. Dabei werden die günstigen Bedingungen digitaler Frequenzteilung bei Einsatz der I^2L-Technik mit der Möglichkeit billiger *RC*-Oszillatoren als Taktgeber mittlerer Genauigkeitsansprüche optimal kombiniert. Die begrenzte Schnelligkeit ihrer Reaktion (Taktfrequenzmaximum etwa 100 kHz) erweist sich in netzverkoppelten Systemen als erfreulich störfest — wesentlich unempfindlicher jedenfalls als jede (in diesem Bereich unnötig schnelle) TTL-Logik, mit der die beiden Schaltkreise im übrigen sogar kompatibel sind. Stehen auch dem bauelementesparenden Betrieb der Kombination direkt am Netz (über Vorwiderstand) manchmal thermische Probleme gegenüber — die Stromaufnahme dieser vielstufigen I^2L-Teiler liegt jedenfalls um Größenordnungen unter der vergleichbarer TTL-Schaltungen. Sie wird darin nur von der CMOS-Technik übertroffen.

Mit der vorliegenden Broschüre werden zwei Hauptziele verfolgt: einmal zu informieren über „standardgemäße" Einsatzfälle dieser interessanten Schaltkreise, zum anderen aber zu zeigen, daß sich darüber hinaus mit ihnen manche andere Aufgabe günstig lösen läßt — durch kombinierten Einsatz beider Schaltkreise oder auch mit einem von beiden allein. Insofern erschien es gerechtfertigt, mit dem *E 351 D* zu beginnen. Er wird zwar oft erst „hinter" den *E 355 D* geschaltet. Bei der Applikation des *E 351 D* (sein Amateurtyp mit *P* statt *E* in der Typenbezeichnung war als erster erhältlich) zeigte sich jedoch die Vielseitigkeit, die auch er allein bereits bietet. Während sich aus den Informationen zu Eigenschaften und Einsatz der beiden Schaltkreise in Verbindung mit

den Datentabellen allgemeingültige Objekte ableiten lassen, gehen einige interessant erscheinende Beispiele etwas über diesen Rahmen hinaus. Sie sind besonders für Amateure gedacht, die nicht an die strengen Datenforderungen einer Geräteserie gebunden sind. Das betrifft hauptsächlich die Nutzung von Schaltkreisausgängen zur Frequenzsteuerung des Oszillators im *E 355 D*. Diese Beispiele setzen in ihrer einfachen Ausführung die real festgestellten äußerst kleinen Sperrströme unter den gewählten Schaltungs- und Einsatzbedingungen voraus. Die wesentlich höheren zulässigen Grenzwerte laut TGL beziehen sich dagegen auf extreme Einsatzfälle (85 °C) und sind – von der Mehrzahl der Exemplare her gesehen – selten zu erwarten. Dieser Problematik wurde in Abschnitt 6. Rechnung getragen, so daß mit meist geringfügig größerem Aufwand auch diese (vor allem in Abschnitt 4. und Abschnitt 5. behandelten) Beispiele allgemein nutzbar werden, also auch mit „Grenzwert"-Schaltkreisen unter ungünstigen Bedingungen.

Eine weitere im Amateurbereich meist zulässige „Übertretung" bezieht sich auf batteriebetriebene Objekte unterhalb von 4,75 V (im Interesse günstiger Stromversorgung bis etwa 4 V genutzt). Die Beschreibungen sind so gehalten, daß der Leser stets erkennt, welcher Gruppe von Beispielen das gerade interessierende angehört.

Berlin, im Frühjahr 1982 *Klaus Schlenzig*

1. Zur I²L-Technologie

Die Schaltkreise *E 351 D* und *E 355 D* sind in integrierter Injektionstechnik (I²L) ausgeführt. Informationen dazu findet der Leser z. B. in [1] und [2]. Diese Technologie gestattet u. a. eine hohe Packungsdichte, weist ein sehr günstiges Leistungs-Geschwindigkeits-Produkt auf und kommt mit kleinen Spannungen aus. Für den Schaltkreisentwickler bestechend ist auch die Tatsache, daß sich logische Funktionen mit einer kleineren Anzahl von Grundelementen als etwa in TTL-Technik realisieren lassen. Für ein Gatter genügt ein einziger Multikollektor-Transistor, der invers betrieben wird und damit im Grunde dem TTL-Multiemitter-Transistor ähnelt. Der Begriff *Injektionslogik* rührt von der Tatsache, daß der Schaltung Ladungsträger zugeführt werden. Man kann das so sehen, daß sich im Halbleitermaterial Stromquellen befinden, die die integrierten Transistoren „beliefern". Die für I²L typische Kopplung von einem der „Kollektoren" eines Transistors zur Basis des nächsten bedeutet, daß die Spannung der Injektionsquelle nur etwa 0,85 V betragen muß. Den Quellenstrom übernimmt bei „eingeschaltetem" erstem Transistor dessen Kollektor, so daß die Basis des nächsten auf etwa 50 mV gezogen und damit gesperrt wird. Ist der erste Transistor gesperrt, erhält die Basis diesen Strom und schaltet ihrerseits die Kollektoren ihrer Transistoranordnung durch. Die geringe nötige Betriebsspannung gestaltet das „Stapeln" innerhalb der Gesamtverknüpfung eines Schaltkreises, wenn entsprechende Randbedingungen eingehalten werden. Im *E 351 D* wurde mit zwei Stapelebenen gearbeitet. Das erlaubte es, eine interne Spannungsstabilisierung auf etwa 3 V einzuführen, von der aus die beiden Stapelebenen seriell über einen Injektionswiderstand versorgt werden. Die niedrige interne Betriebsspannung erfordert allerdings für das Zusammenspiel mit externer TTL- oder auch CMOS-Logik Pegelanpaßstufen. Eingangsseitig werden Schaltungen ähnlich Bild 3.10 benutzt (s. dort); am Ausgang endet die Schaltung meist bei einem open-collector-Transistor. Man muß ihn also u. U. mit einem pull-up-Widerstand betreiben. Sein Lastfaktor liegt z. B. für den *E 351 D* bei $2^1/_2$ TTL-Lasten (4 mA bei $U_O \leq 0{,}4$ V).

2. Teilerschaltkreis *E 351 D* – Eigenschaften und Einsatz

Der *E 351 D* war zunächst als *E 350 D* konzipiert und in dieser Ausführung bereits 1980 in der Fachpresse vorgestellt worden [3]. Soweit es sich um grundsätzliche Informationen zu solchen Teilerschaltkreisen handelt, kann bei Bedarf dort nachgelesen werden. Anschlußbelegung (und Gebrauchsumfang) des *E 351 D* sind demgegenüber jedoch verändert (bzw. erweitert) worden.

2.1. Wichtigste Daten

Für den *E 351 D* existiert der Fachbereichsstandard *TGL 35334* [4]. Das Informationsblatt des Herstellers weist die in Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2 wiedergegebenen Daten aus sowie die folgenden Informationsdaten: $I_{OL} = 4{,}4$ mA für den maximalen Strom der Ausgänge O_E bis O_K (in die Ausgänge hinein), $I_{SSL} = 7$ mA für die maximale Stromaufnahme und $f_0 = 105$ kHz für die obere Grenzfrequenz (Mindestwert). (Nach unten zu gibt es laut [4] keine Beschränkung ≙ eine wichtige Tatsache für manchen extremen Einsatzfall!)

Tabelle 2.1 Grenzwerte des *E 351 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	0	8
Eingangsspannung	U_I	V	−0,8	7,25
Ausgangsspannung	U_O	V	−0,5	8
Eingangsstrom	I_I	mA	—	1
Verlustleistung	P_V	mW	—	400

Tabelle 2.2 Betriebsbedingungen des *E 351 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	4,75	6	7,25
Eingangsspannung	U_{IL}	V	0	—	0,8
	U_{IH}	V	2,4	—	5,5
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	°C	−25		+85
Eingangsfrequenz	f_{IT1} bis f_{IT4}	kHz	0	—	105
Ausgangsstrom der Ausgänge OE bis OK	I_O	mA	0	—	4,4
Setzimpulsdauer	t_{ps}	µs	10	—	—
Eingangsimpulsdauer	t_{pIT}	µs	5	—	—

2.2. Funktionen

Der *E 351 D* (Integrationsgrad: IG 3) enthält eine Reihe von 2:1-, 3:1-, und 5:1-Teilern, zu vier Teilerketten zusammengefaßt, von denen aber die ersten drei gemeinsam gesetzt werden. Daher wird im folgenden nur von zwei Teilerketten gesprochen (Bild 2.1).

Über zwei Setzanschlüsse sind die Ketten durch einen L-Impuls (Mindestbreite 10 µs) in den Ausgangszustand zu bringen. Aus technologischen Gründen (Einsparen von Gattern [1]) funktioniert das Setzen einer Teilerkette aber nur, wenn am zugeordneten Teilereingang H-Pegel liegt.

Mit dem ersten L-Impuls des Taktes schalten alle Ausgänge auf L. Da sie alle von 2:1-Teilern (s. Bild 2.1) angesteuert werden, ist das Tastverhältnis überall 1:1, d. h., nach 50% der sich gemäß Eingangsfrequenz und Teilerverhältnis ergebenden Periode schaltet jeder Ausgang wieder auf H. Die Eingangsimpulsbreite

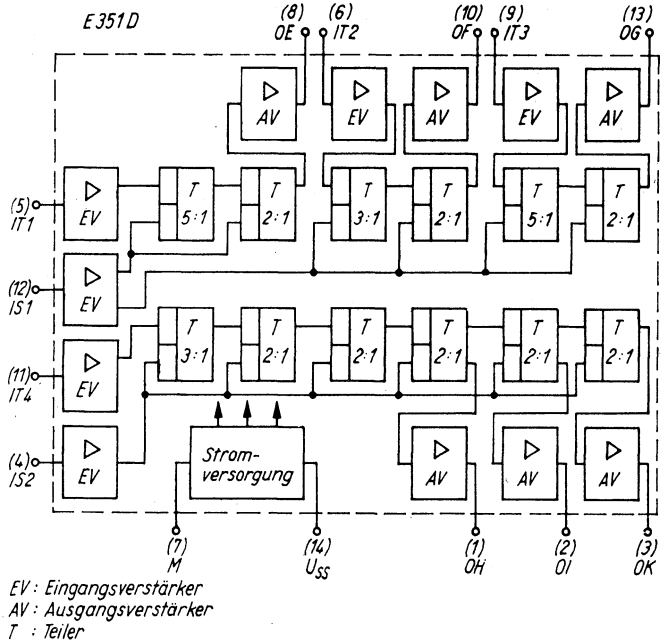


Bild 2.1 Innenschaltung des *E 351 D* (Übersichtsdarstellung)

muß mindestens 5 μs betragen, die des Setzimpulses – wie schon genannt – 10 μs. Die zulässigen Anstiegs- und Abfallzeiten sind mit maximal 20 μs gegenüber TTL wesentlich unkritischer. Auch Störimpulse sind viel weniger gefährlich als bei TTL: Auf Störimpulsbreiten unterhalb von 1 μs reagiert der *E 351 D* praktisch nicht mehr. Das kommt seiner Zuverlässigkeit beim Einsatz in netzverkoppelten industriellen Steuerungen sehr entgegen.

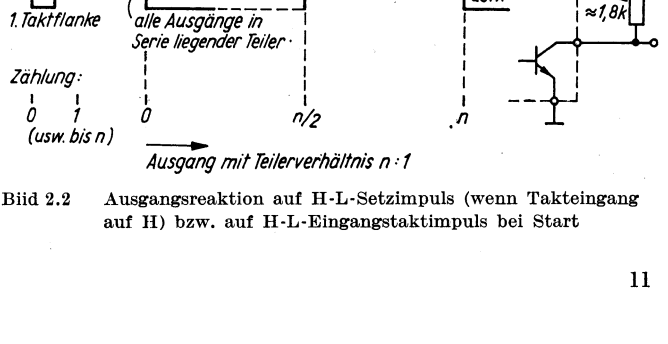
Die Teiler werden – siehe Bild 2.1 – asynchron betrieben. Daraus ergeben sich Verzögerungszeiten zwischen Ein- und Ausgängen, die von der Länge der (im übrigen beliebig zusammenschaltbaren) Teilerketten abhängen. Sie werden im Standard für alle zusammengehörenden Ein- und Ausgänge angegeben und betragen maximal 100 μs. Das kann u. a. beim Eintakten bei höheren Frequenzen von Bedeutung sein.

Aber auch hinsichtlich der Reaktion auf den Setzimpuls ist laut [4] mit bis zu 50 μs Verzögerung zu rechnen. Die typischen Werte für beide Zeitarten laut [1] (noch für den *E 350 D* angegeben) sind jedoch wesentlich kleiner (weniger als 10 μs). Zur besseren Übersicht zeigt Bild 2.2 das Verhalten der open-collector-Ausgänge auf einen Setzimpuls (bei Takt auf H) und das Schalten mit dem Eingangstakt unter Vernachlässigung der Verzögerungszeiten.

Der *E 351 D* wurde vorrangig als „Zeitverlängerungseinheit" für den Zeitschaltkreis *E 355 D* konzipiert [5]. Nicht nur für den Amateur dürfte sich jedoch an den folgenden Beispielen zeigen, daß diese vordergründige Einschränkung zu Unrecht besteht. In Ergänzung zu Bild 2.1 gibt Bild 2.3 zunächst neben dem Schaltzeichen die Anschlußbelegung wieder, komplettiert um einige „anwenderfreundliche" Eintragungen, die auch den Entwurf von Leiterplatten erleichtern sollen.

2.3. Starre Teilungen

Eine Frequenz, die an Eingang I_{T4} gelegt wird, den Eingang der 2. Teilerkette, erscheint um 24:1 geteilt an Ausgang OH. Sie kann um nochmals 2:1 an OI und um weitere 2:1 geteilt an OK abgenommen werden. Das bedeutet aber, und darauf sei schon jetzt zum Vermeiden von Fehlrechnungen hingewiesen, bei Ein-



Biid 2.2 Ausgangsreaktion auf H-L-Setzimpuls (wenn Takteingang auf H) bzw. auf H-L-Eingangstaktimpuls bei Start

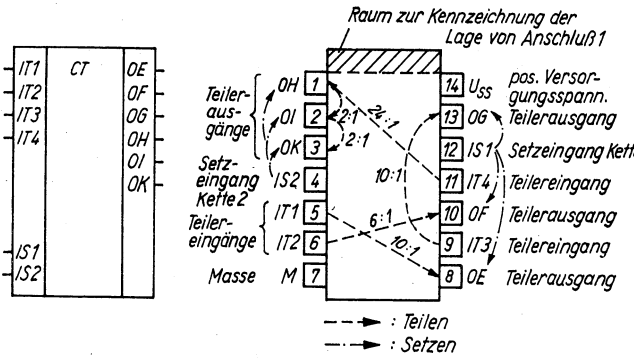


Bild 2.3 Schaltzeichen (Logiksymbol) und Anschlußbelegung des *E 351 D* mit Wirk-Richtungs-Kombination

zeleinsatz des *E 351 D* ohne den *E 355 D* folgendes: Bei z. B. 24 Hz Eingangsfrequenz (mit relativ beliebigem Tastverhältnis!) ergibt sich an OH 1 Hz mit einem Tastverhältnis von 1:1. Auf Zeiten umgerechnet ist daher OH nach dem ersten Start (und nach Addition einer gewissen Verzögerungszeit) 0,5 s auf L und danach 0,5 s auf H usw. Soll also aus 24 Hz z. B. eine Schaltzeit (durch L sofort oder durch H nach 1 s aktiviert) von 1 s gewonnen werden, so muß man den nächsten Ausgang (hier also OI) benutzen (oder mit 12 Hz ansteuern). Während aber die gemeinsam setzbaren Teiler der Kette 2 nur 24:1 oder 48:1 oder 96:1 als Teilerverhältnis zulassen, sind die über IS1 setzbaren Teiler der Kette 1 beim *E 351 D* gruppenweise auch einzeln (und in beliebiger Reihenfolge) nutzbar. Mit 10:1/6:1/10:1 kann man also in den Stufungen 6:1, 10:1, 60:1, 100:1 und 600:1 teilen. Wird noch mit Teilerkette 2 kombiniert, so kommen die in Tabelle 2.3 aufgezählten Möglichkeiten zustande. Manche von ihnen haben nur in ganz speziellen Fällen Bedeutung, z. B. dann, wenn aus einem Quarz einer scheinbar ungünstigen, „krummen" Frequenz (mit der Einschränkung $f_{max} = 105$ kHz) ein Sekunden-, Minuten- oder sogar Stundentakt strom- und platzsparend abgeleitet werden soll.

Dieser Einsatz mit starrer, dafür aber auf Wunsch sehr genauer und stabiler Eingangsfrequenz stellt aber nur die eine Anwen-

Tabelle 2.3 Mögliche Teilerverhältnisse mit dem *E 351 D* (Ziffern gemäß Anschlußschaltung; die Teilerreihenfolgen können auch anders gruppiert werden, wenn das für die Stufung von Zwischenausgaben sinnvoller ist!) Jede Zwischenverbindung bedeutet auch eine verfügbare Zwischenausgabe

Eingang	Verbindungen	Ausgang	Teilerverhältnis
6	—	10	6:1
5	—	8	10:1
9	—	13	10:1
11	—	1	24:1
11	—	2	48:1
5	8— 6	10	60:1
11	—	3	96:1
5	8— 9	13	100:1
6	10—11	1	144:1
5	8—11	1	240:1
6	10—11	2	288:1
5	8—11	2	480:1
6	10—11	3	576:1
5	8—6, 10— 9	13	600:1
5	8—11	3	960:1
6	10—9, 13—11	1	1440:1
5	8—9, 13—11	1	2400:1
6	10—9, 13—11	2	2880:1
5	8—9, 13—11	2	4800:1
6	10—9, 13—11	3	5760:1
5	8—9, 13—11	3	9600:1
5	8—6, 10— 9, 13—11	1	14400:1
5	8—6, 10— 9, 13—11	2	28800:1
5	8—6, 10— 9, 13—11	3	57600:1

dungsrichtung des *E 351 D* dar. Man gewinnt auf diese Weise an den verschiedenen Ausgängen der in Serie geschalteten Teiler Zeitstufen, deren Verhältnisse durch den Schaltkreis und deren absolute Zeitwerte durch den starren (Quarz-)Takt vorgegeben

sind. Gegenüber einem auch als Frequenzteiler nutzbaren Dekadenzählschaltkreis, wie *D 192* o. ä., hat der *E 351 D* sowohl Vor- als auch Nachteile. Der Leser möge sie selbst werten: Der *D 192* vermag im Verhältnis 10:1 zu teilen, gibt allerdings dabei am Übertragausgang einen schmalen Impuls (von nur Taktimpulsbreite) ab. Zähl-, also Taktverhältnis-Verkürzungen sind (wie auch z. B. beim *7490*) durch externe Gatterrückführungen möglich. Wichtigstes Spezifikum dieser Zählschaltkreise ist jedoch die dekodergerechte 4-Bit-Binärausgabe, die den Anschluß von Ziffernanzeigen (7-Segment-Anzeigen oder bisweilen auch noch dekadische Ziffernröhren) an entsprechenden Dekodern ermöglichen und damit die wertmäßige Anzeige jedes einzelnen Zähltakts. Demgegenüber liefert der *E 351 D* relativ „grob" gestufte Ausgaben über seine Zustände. Der Bau etwa einer üblichen Digitaluhr hätte daher wenig Sinn. Dennoch können zwei Schaltkreise *E 351 D* das Netzteil jeder älteren TTL-Digitaluhr um einige hundert Milliampere erleichtern, wenn dort vorher etwa mit 5 × *D 192* als Teiler aus einem 100-kHz-Quarz getaktet worden war. Das geschieht lediglich durch Ausnutzen der beiden 10:1-Teiler in jedem der beiden Schaltkreise. So lassen sich 4 oder 5 „Öfen" (85 mA je IS!) durch zwei zusammen vielleicht 10 oder höchstens 15 mA beanspruchende *E 351 D* ersetzen.

Auch mit einer Schaltung nach Bild 2.4 kann – wenn auch weit weniger genau – getaktet werden. Dazu benutzt man die Netzfrequenz. Auf der Niederspannungsseite des Stromversorgungstransformators der Schaltung (Größenordnung: 10 V Spitzenwert) wird über einen Vorwiderstand von etwa 22 kΩ und eine Klemmdiode für die negative Halbwelle (oder auch über einen Spannungsteiler für U_{ebmax}) ein Transistor angesteuert. Der relativ große Kollektorwiderstand und die einseitige Übersteuerung führen zu Impulsflanken mit für den *E 351 D* ausreichender

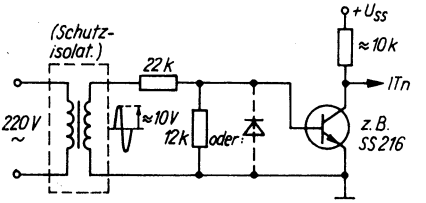


Bild 2.4
Takten des *E 351 D* direkt mit der Netzfrequenz

Steilheit. Jedenfalls arbeiteten alle vorhandenen Exemplare einwandfrei. (Hinweis: Der Versuch, ohne diese Versteilerung den Schaltkreiseingang genügend strom- und spannungsbegrenzt anzusteuern, ergibt dagegen fehlerhafte Teilerfaktoren im ersten Teilerblock.) Einsatzmöglichkeiten für diese Steuerung (maximale Gesamtschaltzeit knapp 10 min; umschaltbar auf rund 5 min oder $2^1/_2$ min über OH, OI, OK) sind Kurzzeitbeleuchtungen (z. B. Treppenlicht).
Man kann also mit 50 Hz Netzfrequenz und einem *E 351 D* bereits interessante Zeitspannen schalten (s. Tabelle 2.3, deren Teilerverhältniszahlen in diesem Fall zur Berechnung der sich ergebenden Verzögerungszeit durch 10 ms, also die Zeit einer halben Netzfrequenzschwingung, zu teilen sind). In Verbindung etwa mit einer „Monoflop"-Schaltung (siehe später) lassen sich so äußerst einfache Zeitschalter für Zeitspannen von wenigen Sekunden bis zu etwa 10 min realisieren, die aber eben „starr" (von 50 Hz aus) und relativ grob (vom *E 351 D* aus) gequantelt sind. Der Netztransformator ist in einer solchen Anordnung für die Stromversorgung ohnehin erforderlich, denn der selbst zwar relativ sparsame *E 351 D* soll ja im allgemeinen Wirkungen steuern, die ebenfalls Energie benötigen.

2.4. Einstellbare Teilungen

Im Haupteinsatzfall ist im Zeitschaltkreis *E 355 D* ein von außen durch ein *RC*-Glied zu ergänzender Generator enthalten, der einen in der Frequenz einstellbaren Takt liefert. Stabilitätsgründe solcher *RC*-Generatoren verbieten es, dabei etwa im Tiefstfrequenzbereich zu arbeiten. Daher wird für den *E 355 D* als sinnvoller Frequenzbereich des Generatorteils der Bereich zwischen 1024 und 10240 Hz angegeben.
Steht nur der *E 351 D* allein zur Verfügung, wird man dieses Prinzip durchbrechen müssen, wenn z. B. Zeiten im Minutenbereich oder mehr angestrebt werden. Es sei denn, man setzt einen weiteren *E 351 D* ein. Dann allerdings ergibt sich wieder ein beträchtlicher Spielraum. Einer der Gründe für die oft unbefriedigende Qualität von *RC*-Generatoren liegt bei niedrigen Frequenzen darin, daß große Kapazitätswerte erforderlich sind, für die keine ausreichend langzeitstabilen Typen zur Verfügung

Tabelle 2.4 Hauptkenngrößen des *E 351 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwerte
L-Eingangsstrom IS1, IS2, IT1 IT2, IT3, IT4	$-I_{IL}$	µA	5	100	U_{SS} = 7,25 V U_{IL} = 0,4 V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	µA	—	10	U_{SS} = 7,25 V U_{IH} = 2,4 V
				40	U_{SS} = 7,25 V U_{IH} = 7,25 V
Flußspannung der Eingangsdiode	$-U_I$	V		1,5	U_{SS} = 4,75 V $-I_I$ = 12 mA
Ausgangssperrstrom	I_{OH}	µA		250	U_{SS} = 4,75 V U_{OH} = 7,25 V
L-Ausgangsspannung (alle Ausgänge)	U_{OL}	V		0,4 0,8	U_{SS} = 4,75 V I_{OL} = 4 mA
L-Stromaufnahme (alle Ausgänge LOW)	I_{SSL}	mA		7	U_{SS} = 7,25 V alle Ausgänge LOW
H-Stromaufnahme (alle Ausgänge HIGH)	I_{SSH}			4	U_{SS} = 7,25 V alle Ausgänge HIGH

stehen (oder sie haben beträchtliche Ausmaße). Hier bietet nun allerdings die CMOS-Technik einen spürbaren Ruck nach unten. Die von Temperaturschwankungen relativ wenig beeinflußte Umschaltspannung von modernen CMOS-Gattern ergibt bereits

einen günstigen Ausgangspunkt. Viel interessanter ist aber ihr extrem hoher Eingangswiderstand für Eingangsspannungen unterhalb der Betriebsspannung. So läßt sich mit einem hochwertigen 22-nF-Kunstfoliekondensator und einem teilweise einstellbaren Widerstand vom Gesamtwert um 100 kΩ in Verbindung mit zwei CMOS-Invertern ein Generator für Frequenzen zwischen etwa 200 und 1000 Hz aufbauen. Damit gelangt man bei voller Ausnutzung eines *E 351 D* bereits in den Bereich von 100 s und mehr. Die Gesamtzeit läßt sich leicht halbieren, vierteln, sechsteln oder auf 10% verringern, wenn mit den entsprechenden Teilerkombinationen gearbeitet wird. Populäre Anwendungen für solche Bereiche sind z. B. Küche und Fotolabor.

Kunstfoliekondensatoren gibt es aber auch noch für 0,47 µF. Ohne weitere Änderungen liefert der in Bild 2.5 skizzierte Generator dann so niedrige Frequenzen, daß man damit ohne Schwierigkeiten z. B. 45 min Schalt- oder Verzögerungszeit erreichen kann.

Bei der Ankopplung eines solchen Generators und bei der Wahl der für den *E 351 D* mit 6 V optimalen Betriebsspannung ist zu beachten, daß der nötige H-Pegel des *E 351 D* von mindestens 2,4 V erreicht wird und daß man $U_{\mathrm{Lmax}} = 0{,}8$ V nicht überschreitet! Dazu nachstehend die nötigen Anhaltswerte. L-Eingangsstrom bei $U_{\mathrm{IL}} = 0{,}4$ V: $-I_{\mathrm{IL}} \leq 100$ µA, Kleinstwert 5 µA; H-Eingangsstrom bei $U_{\mathrm{IH}} = 2{,}4$ V: $I_{\mathrm{IH}} \leq 10$ µA (40 µA bei $U_{\mathrm{IH}} = 7{,}25$ V).

2.5. Ausgaben

Die Ausgabe der Zeitinformation (d. h. Ausgangszustandsänderung nach einer um den Teilerfaktor veränderten Zeitspanne des Eingangstakts) bedeutet (vgl. Bild 2.2 für den Anfangszustand),

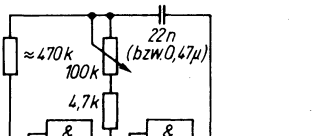


Bild 2.5
CMOS-Taktgenerator für einstellbare Zeiten mit dem *E 351 D*: bis etwa maximal 1 kHz mit 22 nF, bis etwa minimal 10 Hz mit 0,47 µF Kunstfoliekondensator

Tabelle 2.5 Nebenkenngrößen des *E 351 D* für $U_{SS} = 6$ V und $\vartheta_a = 25$ °C

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Verzögerungszeit Teiler 1 bis 3	t_{DIT10E} t_{DIT20F} t_{DIT30G}			100
Verzögerungszeit Teiler 4	t_{DIT40K}			100
Setzzeit Teiler 1 bis 3	t_{DIS10E} t_{DIS10F} t_{DIS10G}	μs	—	50
Setzzeit Teiler 4	t_{DIS20K}			50
obere Frequenzgrenze	f_{IT1}, f_{IT2} f_{IT3}, f_{IT4}	kHz	105	—
Anstiegszeit an IT1 bis IT4	t_{TIH}	μs		20
Abfallzeit an IT1 bis IT4	t_{THL}	μs	—	20

daß der betreffende Ausgang nach Masse zu sperrt. Sofern er mit einem Widerstand nach Plus versehen ist (bzw. wenn das in der angesteuerten Stufe vorgesehen worden war), geht also der Ausgang auf H. Dort bleibt er für $n \cdot T/2$, wenn n der Teilerfaktor und T die Periodendauer des Taktes ist (Bild 2.6). (Man berücksichtige jedoch die TGL: Der Ausgangssperrstrom kann bei $U_{SS} = 4{,}75$ V und $U_{OH} = 7{,}25$ V, also den ungünstigsten Randbedingungen, maximal 250 μA erreichen!) Ohne weitere Maßnahmen würde jede an einen solchen Ausgang angeschlossene Schaltstufe periodisch reagieren. Das ist ein für Ablaufsteuerungen interessanter Fall.

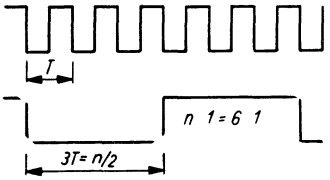


Bild 2.6
Zur Erinnerung: Eine Teilung von z. B. 6:1 bedeutet bei Ansteuern mit Takten im Tastverhältnis 1:1 3 Takte L und 3 Takte H

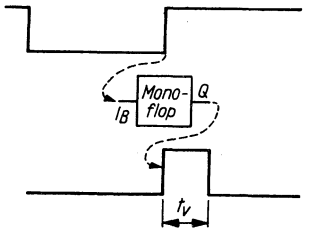


Bild 2.7
Ableiten einer gegen $n \cdot T/2$ kurzen Aktivphase nach Ablauf einer Einschaltverzögerung von $n \cdot T/2$ über ein integriertes Monoflop (*74121* o. ä., Triggereingang benutzt)

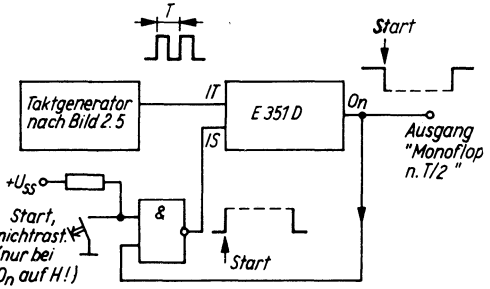


Bild 2.8 Unverzögerte Monoflopfunktion mit *E 351 D* und Setzgatter (statt dessen auch Transistor verwendbar!) sowie CMOS-Taktgenerator nach Bild 2.5

Nun kann man sie allerdings im Eingang als Monoflop gestalten (z. B. mit *74121* o. ä.). Bei einstellbarer aktiver Zeit ergäbe sich dann nach Bild 2.7 eine periodische kurze aktive Phase mit $t < n \cdot T/2$. Man kann die Schaltstufe aber auch nach dem ersten Reagieren verriegeln, so daß weitere Steuerbefehle wirkungslos bleiben. Ein solches einmaliges Reagieren („Monoflop mit $n \cdot T/2$") läßt sich ebenso – für viele Einsatzfälle vorteilhaft – am System

Taktgenerator – Teiler realisieren. Bild 2.8 zeigt das Prinzip, bei dem der Taktgenerator ständig weiterläuft. (Das ist im Grunde das Verhalten eines *E 355 D* mit eigenem Oszillator – s. Abschnitt 3.) Das kann, wie sich noch zeigen wird, in einem gewissen Taktfrequenzbereich Vorteile bringen. Beim Anschalten der Betriebsspannung beginnt der Taktgenerator zu arbeiten. Da jedoch der Setzeingang durch das vor diesem liegende Gatter auf L liegt (denn beim Einschalten führen die Ausgänge des *E 351 D* zunächst alle H), hält S vorerst die Ausgänge auch weiterhin auf H. Mit der nichtrastenden Starttaste wird nun zum gewünschten Zeitpunkt der für die Zeit $n \cdot T/2$ wirksame Vorgang eingeleitet. Außerdem ist z. B. auch – wenn etwa am Ausgang 96:1 abgenommen wird – für die halbe Zeit davon über Ausgang 48:1 ein zweiter Vorgang aktivierbar. Dieser kann als weitere interessante Variante aber auch um $n \cdot T/4$ verzögert erst mit wiederkehrendem H an diesen Ausgang eingeleitet werden, wenn man das im Ruhezustand zunächst vorhandene H geeignet ausblendet. Nach Loslassen der Taste hält sich das Gatter (und damit S) weiterhin auf H infolge der Rückführung von Q_n, das jetzt L führt. Erreicht nun die Anzahl der gezählten Takte $n/2$, so geht Ausgang Q_n wieder auf H. Das bedeutet für S wieder bleibendes L, und die Anordnung wartet auf einen neuen Startbefehl.

2.6. Standinformationen

Besonders bei längeren Zählzyklen ist eine Zwischeninformation über die noch verfügbare Zeit vielfach sehr erwünscht. Leider liefert der *E 351 D* – seinem Hauptzweck gemäß – weder BCD-Kode noch anderweitig eng gestaffelte Signale, sondern – eben gemäß Teilerkettenorganisation – wechselt nach 3, 5, 30, 50 oder 300 bzw. (in Kette 2) nach 12, 24 oder 48 Eingangsimpulsen an den entsprechenden Ausgängen der Pegel. Dennoch kann man zu relativ vernünftigen Stufungen in der Ausgabe bis zum Endzustand kommen, vor allem bei möglichst vollständiger Nutzung der Teiler des Schaltkreises. Dafür erweist sich besonders Kette 2 als günstig. Wird sie als letzter Teil der gesamten Anordnung benutzt, so sind sogar für einen *D 147* nutzbare Pegelkombinationen verfügbar. Bild 2.9 erläutert das. Mit einer 7-Segment-Anzeige können dadurch, wenn der Eingang „Lampentest" in Verbindung

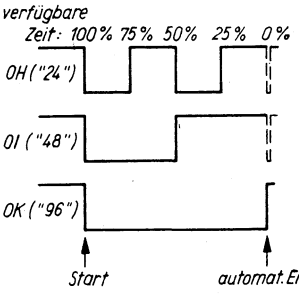


Bild 2.9
Pegelkombinationen an den 3 Ausgängen der Teilerkette 2 des *E 351 D*

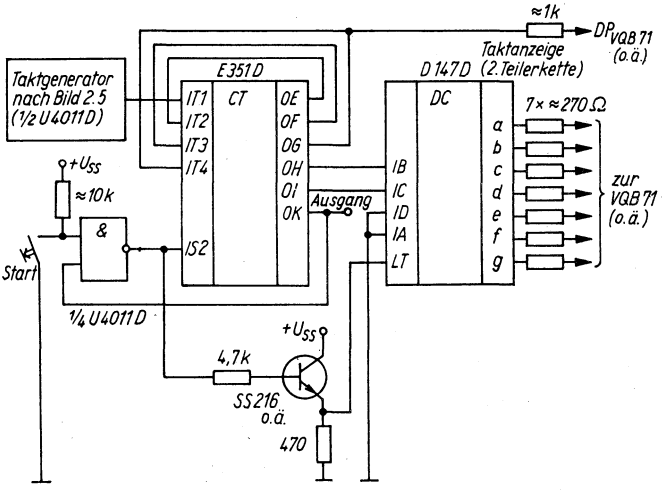


Bild 2.10 Zifferninformation zur abgelaufenen bzw. noch verfügbaren Zeit über *D 147/VQB 71* o. ä.

mit dem z. B. bei der Schaltung nach Bild 2.8 verwendeten Setzgatter zusätzlich genutzt wird, folgende Zeitstände angezeigt werden (Bild 2.10):

8 – Ausgangszustand (Ruhe vor dem Start) bzw. Ende,
0 – noch verfügbare Zeit 100% bis 75%,
2 – noch verfügbare Zeit 75% bis 50%,

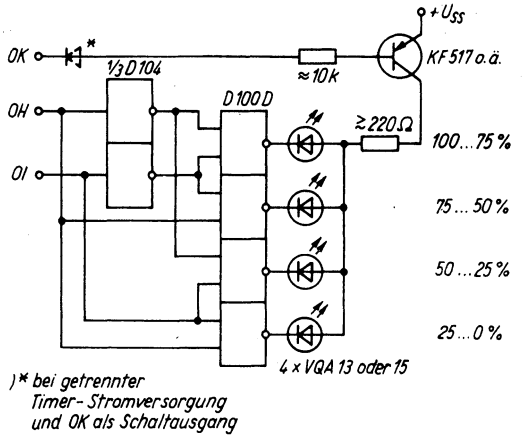


Bild 2.11 Leuchtpunktanzeige des Zeitstandes — mit 3 TTL-Lasten je Ausgang schon etwas kritisch!

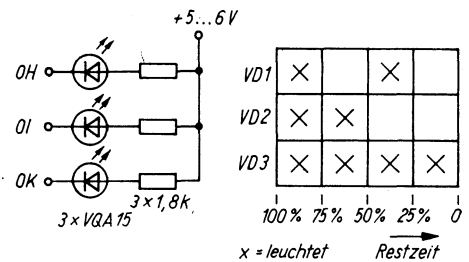


Bild 2.12 Sparsame „Trivialanzeige" der noch verfügbaren Zeit

4 – noch verfügbare Zeit 50% bis 25%,
6 – noch verfügbare Zeit 25%.

Soll diese Anzeige mit einfachen Leuchtdioden geschehen, so braucht man einige Gatter, z. B. gemäß dem in Bild 2.11 gemachten Vorschlag (Leuchtpunktanzeige). Nach kurzer Übung kommt man jedoch oft schon mit einer „Trivial"-Signalisierung nach Bild 2.12 aus, die sich bei den Versuchen ebenfalls gut bewährt hat. Jede leuchtende Diode zeigt L des an sie angeschlosse-

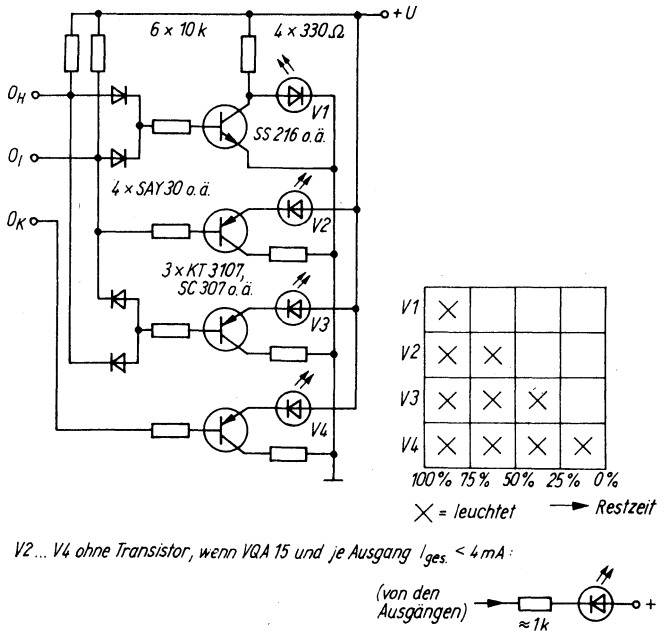


Bild 2.13 Aufwendigere Leuchtbandanzeige (ebenfalls nur im 25-%-Raster)

nen Ausgangs an. Miniatur-Leuchtdioden vom Typ *VQA 15* sind dabei auch noch gut zu erkennen, wenn die 4-mA-Bedingung für den L-Strom der Ausgänge exakt eingehalten wird.

Eine Art „Leuchtband" der noch verfügbaren Zeit ist gemäß Vorschlag nach Bild 2.13 denkbar. Hierfür sind rechteckige, aufreihbare Leuchtdioden die sinnvollste Lösung. Die relativ aufwendige Schaltung erfordert an den Ausgängen auf jeden Fall pull-up-Widerstände, sonst funktioniert das ODER-Diodengatter für die 100- bis 75-%-Anzeige nicht.

In ähnlicher Weise läßt sich wieder eine Leuchtpunktanzeige realisieren.

2.7. Ende-Alarm

Oft reicht eine akustische Information darüber aus, daß die eingestellte Zeit vorüber ist, z. B. bei Küchen-Timern oder Belichtungszeitgebern. Sie ist aber auch als zusätzliche Signalisierung für einen gleichzeitig automatisch geschalteten Vorgang nützlich. In einem gewissen Frequenzbereich des Taktgenerators läßt sich dieser dafür unmittelbar nutzen, gegebenenfalls erst nach Teilung an den nächstfolgenden Ausgängen der Teilerkette. Eine solche Ergänzung kann z. B. in die Schaltung nach Bild 2.8 leicht eingefügt werden, wenn (wie meist üblich) ein 4-Gatter-Schaltkreis verfügbar ist. Bild 2.14 zeigt einen auf diese Weise entstandenen Timer für den Sekunden- bis Minutenbereich mit direkter akustischer Ausgabe. Es fällt auf, daß der Setzeingang der ersten Teilerkette nicht mit angesteuert wird. Das bringt zwar einen gewissen Zeitfehler (1/96), der aber meist tragbar ist. Ein weiterer

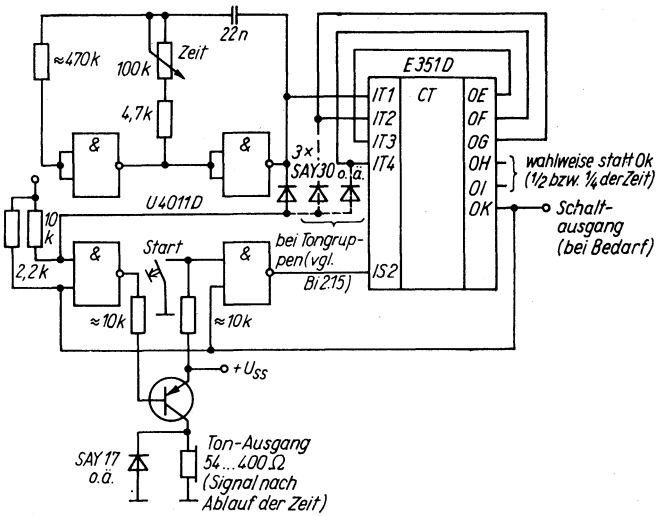


Bild 2.14 4-Gatter-IS für den Taktgeber ermöglicht Tonausgabe mit Auslösen bei Zeitbereichsende. Starttaste muß hier so lange gedrückt werden, bis IT 4 auf H liegt! Freier Punkt: + U_{SS}

kleiner Nachteil liegt in der Beschränkung der Startzeit auf die Intervalle, in denen OF auf H liegt. Andernfalls erhält IT4, der Eingang der zweiten Teilerkette, sozusagen den H-Pegel des Taktes, und die Eingabe bei IS2 ist wirkungslos, bis OG auf H umgeschaltet hat. Der mit dem Abtrennen des Eingangs IS1 von IS2 verbundene Vorteil ergibt sich aus den auch nach Beendigung des Zeitintervalls weiter teilenden Stufen der Kette 1. Die gestrichelt in Bild 2.14 eingezeichneten Dioden lassen den von O_n (also bei voller Schaltkreisnutzung von OK) am Zeitintervallende (bzw. nach Einschalten bereits) über das Tongatter freigegebenen Signalton wirkungsvoll pulsen: OG allein ergibt eine rasche Folge der Tonimpulse, OF zusätzlich bewirkt, daß sich daraus noch Gruppen „formieren" (Bild 2.15).
Mit dem nutzbaren Stellbereich der CMOS-Generators in diesen Beispielen und der Erhöhung des Taktkondensators auf 0,47 μF

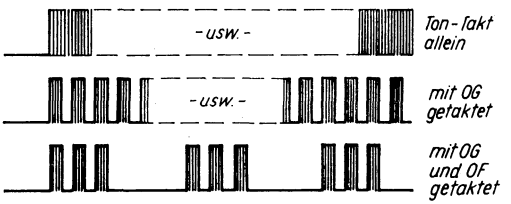


Bild 2.15 Über die gestrichelten Dioden in der Schaltung nach Bild 2.14 kann der ursprüngliche Dauerton noch wirksam getaktet werden (Prinzipdarstellung, Taktzeiten von Teilerverhältnissen bedingt)

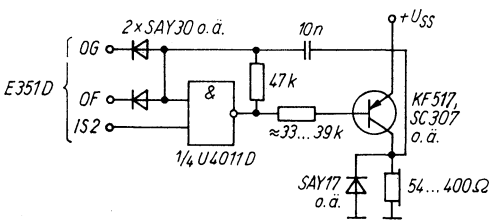


Bild 2.16 Erweiterung des Ton-Freigabe-Gatters zu einem (über Diodengatter noch zusätzlich taktbaren) Tongenerator bei tiefen Taktfrequenzen („Langzeittimer-Signal")

erhält man eine Art „Kurzzeitwecker", der noch bis zu einer Stunde Verzögerungszeit brauchbar arbeitet. Dabei kommt allerdings keine vernünftige Tonausgabe mehr zustande. Da CMOS-Gatter derzeit für den Amateur noch nicht immer erhältlich sind, wurde das Tongatter nach Bild 2.14 zu einem vom H-Pegel an IS2 freigegebenen Tongenerator erweitert. Das bot sich ohne weitere aktive Bauelemente in dem Augenblick an, da zur Übertönung z. B. des Küchen-Geräuschpegels die Signal-Hörkapsel über eine Transistorstufe angesteuert werden mußte. Bild 2.16, das diese Maßnahme zeigt, enthält zwei durch ein Dioden-Erweiterungsgatter ermöglichte Pulseingänge von den ersten Teilerstufen her. Damit ergeben sich wieder recht wirkungsvolle Ton-Puls-Signalgruppen, deren Abstände allerdings eine Funktion der eingestellten Zeit (also der Taktfrequenz) sind.
Der Generator ähnelt einem 2-Gatter-Multivibrator. Der brauchbare Wertebereich des Widerstands vor der Basis ist jedoch vom Transistorexemplar und vom Schallwandlerwiderstand abhängig. Bei zu niedrigen oder zu hohen Werten des Basiswiderstands kommt keine Schwingung zustande. Die angegebenen 33 kΩ beziehen sich auf einen *KT 3107 A* und einen Hörkapselwiderstand von 400 Ω.

2.8. Leistungsschalter

In sehr vielen Einsatzfällen wird der *E 351 D* eine Last ein- oder (und) ausschalten müssen. So ist u. a. eine „Einschlaflampe" denkbar, die mit der Steuerschaltung nach dem beschriebenen Timerprinzip für Zeiten bis zu einer Stunde arbeitet. Oder es soll eine Treppenbeleuchtung geschaltet werden, für die das gleiche Prinzip, nur mit verkleinertem Kondensatorwert im Taktgeber, in Frage kommt, wenn nicht (noch einfacher, siehe vorn) mit Netzfrequenz getaktet wird. In diesen und in vielen anderen Fällen stört die begrenzte Belastbarkeit der Ausgänge. Es geht also nicht ohne Schaltleistungsverstärker. Dabei hat man es auf sehr einfache Weise in der Hand, schon durch Wahl des Transistortyps zu bestimmen, ob ein Vorgang mit Einschaltverzögerung gestartet oder nach dem Sofortstart bei $n \cdot T/2$ beendet wird: L ab Start heißt, daß ein pnp-Transistor für Sofortstart in Frage kommt (Bild 2.17), während H nach $n \cdot T/2$ praktisch einen

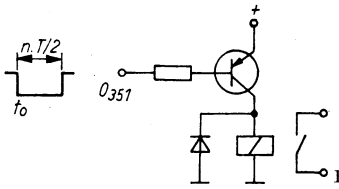


Bild 2.17
Sofortstart über pnp-Transistor

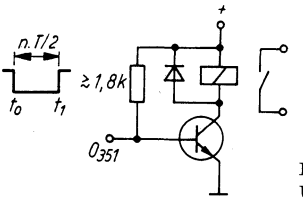


Bild 2.18
Um $n \cdot T/2$ verzögerter Start mit npn-Transistor

npn-Transistor für verzögertes Schalten (eben nach $n \cdot T/2$) nahelegt (Bild 2.18). Es sei denn, ein Transistor reicht nicht aus – dann sind selbstverständlich auch andere Kombinationen möglich.

In die „Leistungselektronik" einzusteigen heißt sich mit Sicherheitsfragen, mit zuverlässiger Netztrennung eventuell berührbarer Eingänge und letztlich – im Fall elektronischer Leistungsschalter (Thyristoren, Triacs) – mit Problemen der Funkentstörung auseinanderzusetzen. Mehr dazu siehe Abschnitt 7.

2.9. Spezielle Hinweise und ein Beispiel

Für den Einzeleinsatz des *E 351 D* (*D 351 D, P 351 D*) in Timerschaltungen, z. B. für einmalige und immer wieder neu zu startende Vorgänge, bietet sich das in Bild 2.8 (und in Bild 2.10) verwendete Prinzip an. Es wurde z. B. in der Anwendung nach Bild 2.14 in Verbindung mit einem CMOS-Schaltkreis benutzt. Ein späterer Versuch mit einer modifizierten Schaltung bei Einsatz eines TTL-Hexinverters (*P 204*) brachte jedoch folgenden, allerdings nur mit etwa 5% Häufigkeit auftretenden Effekt: Statt nach der von Taktfrequenz und Teilerverhältnis erwarteten

Zeitspanne wurde der Vorgang bisweilen bereits nach 50% oder nach 67% dieser Zeit automatisch gestoppt. Konkret wurde eine Taktfrequenz im Kilohertzbereich aus einem 3-Inverter-Impulsgenerator in IT1 eingegeben. OE war mit IT2, OF mit IT3 und OG mit IT4 verbunden. Am letztgenannten Verbindungspunkt blinkte eine Miniaturleuchtdiode (durch Vorwiderstand auf $I_F < 4$ mA eingestellt) als „zählbares" Taktsignal. Am nächsten Ausgang (OH, Teilerverhältnis 24:1) war also am Ende der nach 12 Hell-Impulsen folgenden „Dunkel-Halbwelle" der automatische Stopp zu erwarten. Bei Eingabe des Startsignals durch einen Mikrotaster direkt in die Rückführung wurden jedoch mit der genannten (also relativ geringen) Häufigkeit verkürzte Zyklen mit 6 bzw. 8 Taktimpulsen beobachtet. Eine nähere Betrachtung des Setzmechanismus im *E 351 D* und andere Effekte ausschließende Untersuchungen bezüglich verseuchter Versorgungsspannung, ungünstigen Aufbaus oder Störimpulsen in der Rückführung legen den Schluß nahe, daß der unvermeidlicherweise prellende mechanische Kontakt die Ursache für offenbar unvollständige Einstellung der Anfangslage in den ersten auf IT4 folgenden Flip-Flops sein dürfte. Interessanterweise konnten an den folgenden Ausgängen nur die Auswirkungen dieses Effekts, nicht aber neu hinzukommende beobachtet werden. Das soll heißen: Die bisweilen an OH „fehlenden" Takte fehlten manchmal auch bei OI (Soll: 24 Impulse) oder OK (Soll: 48 Impulse), d. h., an OK wurden z. B. nur 44 gezählt statt 48, aber nie z. B. nur 67% oder gar 50% des Solls. Leider mußte sich diese Untersuchung auf wenige Exemplare des *E 351 D* einer recht frühen Charge beschränken. Daher sei gefolgert: Der Effekt muß nicht auftreten. Wer aber ganz sichergehen will, sollte zwei weitere Gatter opfern und den Mikrotaster in einer üblichen Entprell-Flip-Flop-Schaltung „beruhigen". Das hat sich im erwähnten Beispiel als zuverlässige Abhilfe erwiesen. Seither trat der beschriebene Fehlerfall nicht mehr auf. Als zusätzliche Maßnahme (besonders bei TTL zu empfehlen) wurde der Taktgenerator an einem freien Eingang von IS her gesteuert (Start-Stopp-Funktion) und durch ein Trenngatter angekoppelt, das ebenfalls in diese Funktion einbezogen wurde. Damit nimmt der Taktausgang bei Stopp H an, so daß der Setzzustand auch bei eventuellem Übergang von IS auf H erhalten bliebe.

Im speziellen Beispiel nach Bild 2.14 sind die hinter IT1 bis IT3

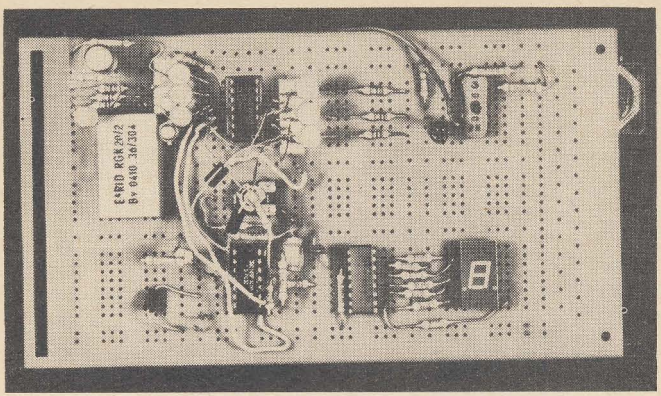


Bild 2.19 Test-Leiterplatte für die Versuche mit dem *E 351 D*

liegenden Teiler allerdings vom Stoppbefehl wegen der Art der Signalgewinnung ausgeklammert. Der Generator muß dort also weiterlaufen. Die „TTL-Variante" von Bild 2.14 war jedoch für einen anderen Zweck entwickelt worden, nämlich als optisch signalisierende Belichtungshilfe in der Dunkelkammer. Bild 2.20 zeigt die einfachste Variante dieser Schaltung.

Der durch ein Gatter vom Eingang des *E 351 D* getrennte Impulsgenerator kann mit R zwischen etwa 470 Ω und 1,5 kΩ im Frequenzverhältnis 1 :3 eingestellt werden. Höhere oder niedrigere Werte stellen bei TTL die Funktion in Frage. Man wählt daher für die nötige Taktfrequenz einen in diesem Bereich „passenden", möglichst reststromfreien und in der Kapazität stabilen Kondensator aus und gleicht mit *R* nur noch auf den genauen *f*-Wert ab. Der Generator kann über einen freien Gattereingang gestartet (H) und gestoppt (L) werden. Dieser Start-Stopp-Befehl wurde auch dem Trenngatter zugeführt, so daß sich an IT1 ein nahezu unverzögertes H bei Stopp ergibt.

Das kann für andere als die vorgesehene Anwendung sinnvoll sein, wenn nämlich das Setzsignal für den *E 351 D* nur als „flüchtiges L" ankommt. Bei H am Takteingang bleibt nämlich dann auch für H an IS der durch das vorangegangene Setz-L ausgelöste Setzzustand (alle Ausgänge gesperrt) erhalten. Der Start-Stopp-Befehl stammt in der Anwendung nach Bild 2.20 aus dem Gatter-

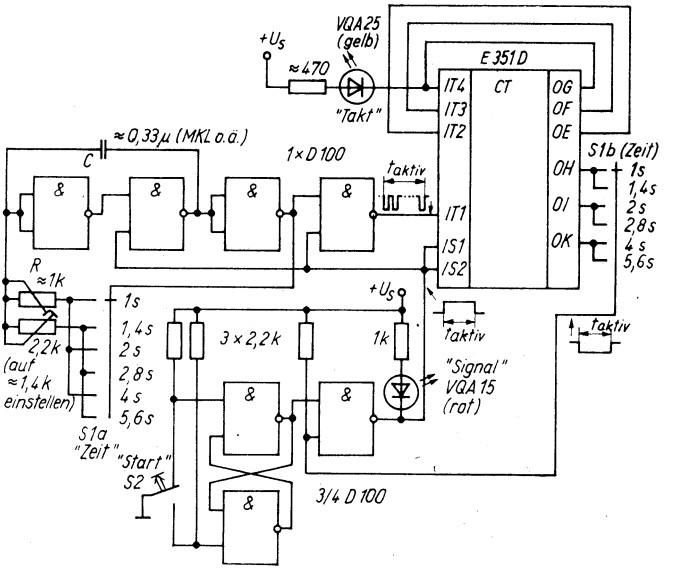


Bild 2.20 Einfacher Dunkelkammer-Timer mit *E 351 D* und TTL-Peripherie

ausgang des Setzgatters. Sein Ausgang liegt also (auch) an IS1 und IS2, und der Eingang wird sowohl vom angewählten Ausgang des *E 351 D* als auch vom Start-Entprell-Flip-Flop beeinflußt.

Bei Start (kurzes Drücken der Taste) gelangt L an den Gattereingang, und das dadurch an IS1, IS2 erscheinende H gibt die Teiler frei. Da das H gleichzeitig auch den Taktgenerator anlaufen läßt und das Trenngatter „öffnet", kippt die nun folgende H-L-Taktflanke die Teiler in die Arbeitslage, und der Vorgang des Teilens läuft ab. Alle Teilerausgänge sind bei Start auf L gekippt und liefern von da an die ihrem Teilerfaktor entsprechende geteilte Taktfrequenz an ihre Ausgänge. Der angewählte Ausgang (z. B. OH) führt also für eine halbe Periodendauer seiner Ausgangsfrequenz L. Dann geht er auf H. Da das Entprell-Flip-Flop längst wieder in Ruhestellung liegt (Taste S2 am oberen Kontakt, oberer Eingang des Rückführgatters hat also bereits H), liefert das Gatter L an Generator, Trenngatter und an die Eingänge IS1,

IS2. Damit nimmt der Takteingang H an, und die Setzeingänge gehen auf L. Das bedeutet, daß der Timer seine Ruhe- bzw. Bereitschaftslage erreicht hat. Seit dem Start ist die Zeit „t_{aktiv}" verstrichen, die praktisch der halben Periodendauer der Taktfrequenz, multipliziert mit dem Zahlenwert des Teilerverhältnisses bis zum angeschlossenen Ausgang entspricht.

Die gewählte (in etwa) $\sqrt{2}$-Stufung der Belichtungszeiten im Bereich von 1 bis 5,6 s gestattet es, mit einer Ebene eines 12-stufigen *Febana*-Schalters mit 2 × 6 Kontakten auszukommen und mit nur 2 einmalig auf die Toleranzen des Taktkondensators hin abzugleichenden Widerständen mit dem *R*-Verhältnis von 1 : $\sqrt{2}$. Man gleicht sie am besten in den Stufen 4 und 5,6 s auf Sollzeit ab. Wird *C* etwa auf den 6fachen Wert gebracht und schaltet man IT3 zwischen OE als „kurzem" und OF als „langem" Zeitbereich um, so können in der längeren Zeitstufe noch Sprünge zwischen 6 und 33,6 s angewählt werden. Dunkelkammereinsatz legt Batteriebetrieb nahe; die nur 25 mA durchschnittlicher Stromaufnahme des Mustergeräts sprechen ebenfalls dafür. Etwas unterhalb der garantierten Daten arbeitete das Mustergerät mit 3 *R6*-Zellen (oder auch mit einer Flachbatterie) noch einwandfrei. Eingeschalteter Zustand (gleichzeitig „Bereitschaft") wird durch die rote Signaldiode angezeigt, mit 1 kΩ Vorwiderstand der Schaltung genügend angepaßt. Sie ist einerseits hell genug im Dunkelkammerbetrieb, andererseits sind durch sie kaum Fremdbelichtungen zu befürchten. Noch weniger hell ist die bei Bedarf einsetzbare gelbe Taktdiode eingestellt. Drückt man den Taster kurz (und schaltet dabei auch gleichzeitig die Belichtungslampe ein), so geht die Signaldiode aus. Die Taktdiode zeigt, daß nun die am Schalter vorgewählte Zeitspanne in 12 Taktschritten zwischen IT4 und OH (für 1 s und 1,4 s), in 24 zwischen IT4 und OI (für 2 s und 2,8 s) und in 48 zwischen IT4 und OK (für 4 s und 5,6 s) gezählt wird. Danach signalisiert die rote Signaldiode, daß die Fotolampe wieder abzuschalten ist. Sachkundige können die Signaldiode – dann aber aus „Ergiebigkeitsgründen" vielleicht besser hinter einem Kleinleistungstransistor – durch einen Optokoppler ersetzen und über seinen Ausgang in den Lampenkreis eingreifen. Geeignete Schaltungen dazu siehe Abschnitt 7.

3. Zeitschaltkreis *E 355 D* – Eigenschaften und Einsatz

Der *E 355 D* (Integrationsgrad IG3) besteht aus einem Taktgenerator und aus einem vielstufigen programmierbaren Teiler. Man kann ihn bezüglich seines Ausgangsverhaltens für mehrere Betriebsarten programmieren. Allein aus der folgenden Beschreibung dieser Möglichkeiten lassen sich zahlreiche Einsatzfälle ableiten.
Mit ihm allein (und zunächst unter der einschränkenden Voraussetzung seines Oszillator-Vorzugs-Frequenzbereichs) können Zeitsteuerungen zwischen 0,1 s und 10 min Schalt- bzw. Verzögerungszeitraum realisiert werden. Zusammen mit dem *E 351 D* erweitert sich dieser Spielraum auf 40 Tage. Bei geringeren Genauigkeitsansprüchen kann der *E 355 D* allein aber ebenfalls, wie sich noch zeigen wird, Zeitverzögerungen bis zu vielen Stunden liefern.

3.1. Wichtigste Daten

Die technischen Bedingungen für den *E 355 D* sind im Fachbereichsstandard *TGL 35355* festgelegt [5]. Grenzwerte und Betriebsbedingungen gemäß Hersteller-Informationen sind in Tabelle 3.1 und Tabelle 3.2 zusammengefaßt. Dazu kommen folgende Informationsdaten: 50 mA für den maximalen Ausgangsstrom am Relaisausgang ORs (aber nur 4 mA an $\overline{\text{ORs}}$!), 17 mA maximal für die Stromaufnahme, 105 kHz für die obere Grenzfrequenz.

3.2. Inhalt

Der *E 355 D* wurde erstmals in [6] vorgestellt. Bild 3.1 zeigt die Übersichtsdarstellung der Innenschaltung und die Anschlußbelegung des 18poligen DIL-Schaltkreises. Der *E 355 D* besteht im Kern aus einem *RC*-Oszillator (*R* und *C* sind außen anzuschließen) mit den Schwellwerten 33% und 66% der Betriebsspannung, gefolgt von einem 2^{10}:1-Teiler, zwei 10:1-Teilern und einem 6:1-

Tabelle 3.1

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	0	8
Eingangsspannung (außer TT, CV)	U_I	V	−0,8	7,25
Eingangsspannung an TT, CV	U_{TT}, U_{CV}	V	−0,5	$U_{SS}+0,5$
Ausgangsspannung an ORs E 355 D/ D 355 D	U_O	V	−0,5	14,5 / 7,25
Ausgangsspannung an OA, OB, OC, OD, OS, $\overline{\text{ORs}}$, DC	U_O	V	−0,5	8
Verlustleistung	P_V	mW	—	400
Ausgangsstrom an CB	I_{OL}	mA	—	5
Kapazität an CB	C_{CB}	nF	0,03	100
Eingangsdauerstrom	$-I_I$	mA	—	2

Teiler. Die Teiler arbeiten asynchron. Alle Teilerausgänge führen auf Ausgangstrennverstärker. Die Teiler werden außerdem von einer Steuerlogik beeinflußt, nach deren Programmierung sich über drei mit L bzw. H steuerbaren Eingängen einer Programmlogik das Ausgangsverhalten richtet. Der Zeitbereichseingang wird dabei über einen Wahlschalter mit dem gewünschten Teilerausgang verbunden. Danach richtet sich also die Zeitspanne des Vorgangs. Alle Ausgänge (im Ruhezustand sämtlich gesperrt) sind open-collector-Stufen, die angegebenen Ströme fließen also von Plus her (extern widerstandsbegrenzt) in die Ausgänge hinein und nach Masse ab, wenn der betreffende Ausgang auf L liegt. Aus dieser Eigenschaft erklärt sich auch z. B. die interne Beschaltung des Zeitbereichseingangs IT (Diode und Widerstand nach Betriebsspannung). Ebenso ist der Ansteuereingang ISt beschaltet. (Diese Informationen stammen noch aus [6]). Diese Beschaltung verbessert gleichzeitig die Störsicherheit bei H-Pegel. Man beachte, daß beim *E 355 D* (außer ORs) nur der Aus-

Tabelle 3.2

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	4,75	6	7,25
Eingangsspannung an IA, IB, IC, IT, ISt	U_{IL}	V	0	—	0,8
	U_{IH}	V	2,4	—	5,5
Frequenzbereich des Oszillators (Hauptanwendungsfall)	f_u, f_o	Hz	1024	—	10240
Betriebstemperaturbereich E 355 D/	ϑ_a	°C	−25	25	85
D 355 D		°C	0	25	70
Abgleichspannung an CV	U_{CV}	V	$0{,}6 \cdot U_{SS}$	$0{,}666 \cdot U_{SS}$	$0{,}75 \cdot U_{SS}$
Setzspannung an CV	U_{CVL}	V	0		0,8
Ausgangsstrom an OA	I_{OL}	mA			20
Ausgangsstrom an OB, OC, OD, OS, ORs	I_{OL}	mA			4
Ausgangsstrom an ORs	I_{ORsL}	mA			50

gang OA in der Lage ist, neben dem Strom des Zeitbereichseingangs noch den Strom einer Leuchtdiode zur Oszillatorkontrolle aufzunehmen. Diese Leuchtdiode gibt Lichtimpulse zwischen 1 und 10 Hz mit einem Tastverhältnis von 1:1 ab, wenn der Oszillator in seiner Hauptfrequenzlage betrieben wird. Zusammengefaßt enthält der *E 355 D* gemäß [6], siehe Bild 3.1,

- einen RC-Oszillator (Relaxationstyp),
- Teiler 2^{10}:1, 10:1, 10:1, 6:1,

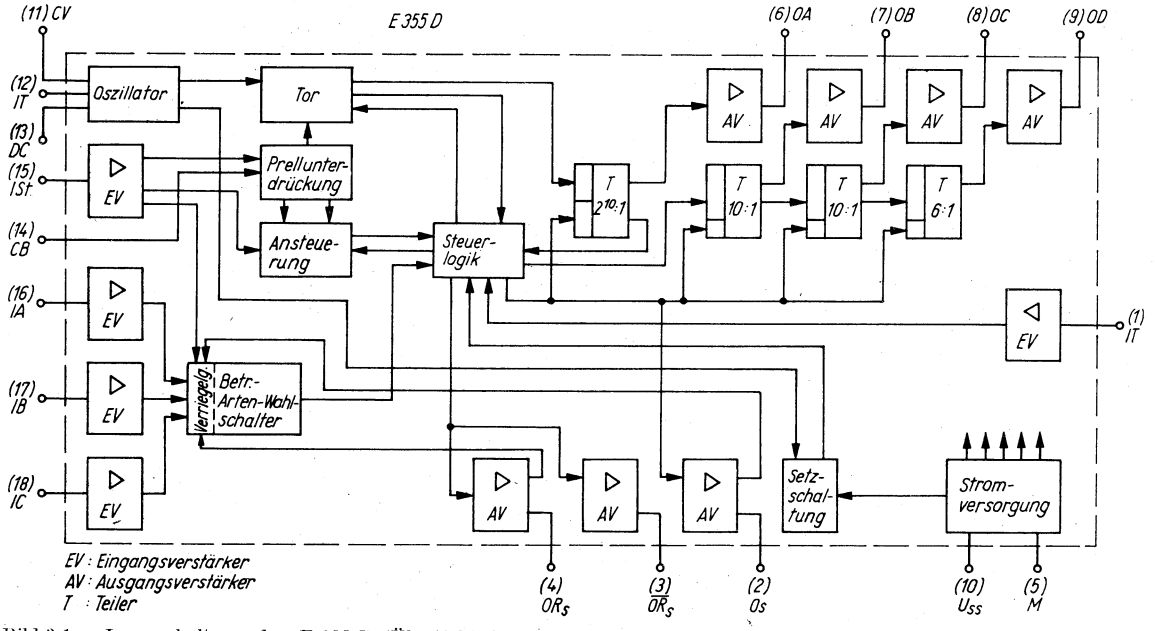


Bild 3.1 Innenschaltung des *E 355 D* (Übersichtsdarstellung)

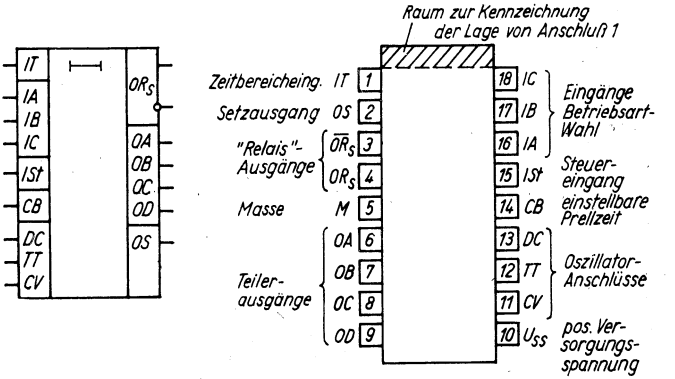


Bild 3.2 Schaltzeichen (Logiksymbol) und Anschlußbelegung des *E 355 D*

- fünf Eingangsverstärker,
- sieben Ausgangsverstärker,
- eine Prellunterdrückungsschaltung,
- eine Setzschaltung,
- eine programmierbare logische Anordnung (Betriebsartenwahlschaltung),
- eine Steuerlogik,
- eine Stromversorgungsschaltung.

Bild 3.2 zeigt das Logiksymbol des *E 355 D* und die Anschlußbelegung.

3.2.1. Oszillatorteil

Bei mit Betriebsspannung verbundenem und entsprechend beschaltetem *E 355 D* schwingt der Oszillator ständig, außer bei direktem Eingriff in seine Funktion. Im Oszillator bewirken zwei Komparatoren mit den Schwellspannungen $U_{SS}/3$ und $2U_{SS}/3$, daß die in Verbindung mit den drei externen Bauelementen R_A, R_B und C entstehende Frequenz von der Betriebsspannung weitgehend unabhängig ist (Bild 3.3). Die frequenzbestimmenden Bauelemente liegen zwischen den Punkten U_{SS}, DC und TT. Der Kondensator wird zunächst von U_{SS} über R_1 und R_B gegen

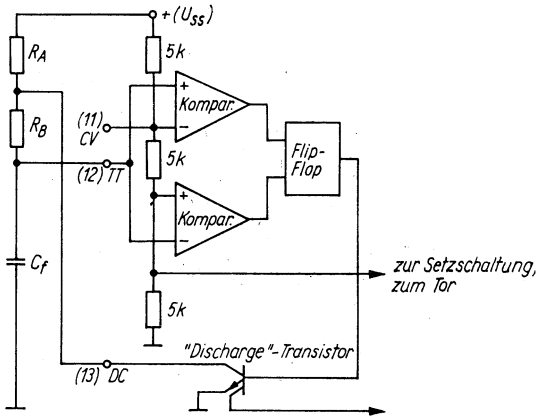


Bild 3.3 Oszillatorteil des *E 355 D* mit Mindestbeschaltung

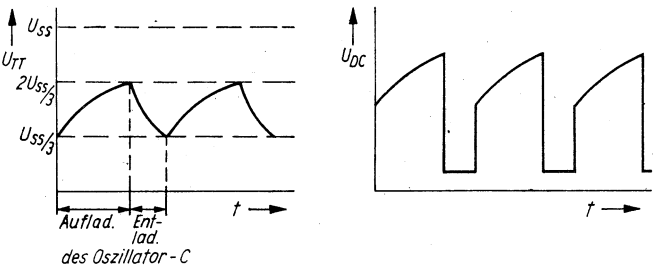


Bild 3.4 Spannungsverläufe an den Anschlüssen TT und DC bei Oszillatorbetrieb mit den erforderlichen externen Bauelementen

Masse aufgeladen. Erreicht seine Spannung den Wert 2/3 U_{SS}, so wird über den Anschluß TT („Trigger-Threshold", also Triggerschwelle oder -eingang) der obere Komparator geschaltet. Sein Ausgang schaltet das angeschlossene Flip-Flop auf H, und der Entladetransistor („Discharge") enthält C über R_B, bis die Kondensatorspannung an TT auf den Wert 1/3 U_{SS} gesunken ist (Entladezeit t_e). Jetzt spricht der untere Komparator an, das Flip-Flop schaltet zurück, und der DC-Transistor sperrt, bis TT

wieder 2/3 U_{SS} erreicht hat (Aufladezeit t_a) usw. Bild 3.4 zeigt die sich am Kondensator (also am Anschluß TT) und am Anschluß DC ergebenden Spannungsverläufe. Das Tastverhältnis der Schwingung hängt von dem Verhältnis der beiden Widerstände ab. Für die sich einstellende Frequenz gilt unter Idealbedingungen

$$f = \frac{1}{C\,(R_A + 2R_B) \cdot \ln 2} \approx \frac{1{,}44}{C\,(R_A + 2R_B)}$$

Diese Frequenz wird durch folgende Fehler verändert:
- Toleranzen von C, R_A und R_B einschließlich Alterung und Temperaturabhängigkeit,
- reale Schaltkreiseigenschaften bezüglich der Anschlüsse DC, TT,
- Schwellwerttoleranzen der Komparatoren,
- nicht ganz zu vernachlässigende Betriebsspannungseinflüsse.

Damit wird zweierlei deutlich: Man kann eine den praktischen Belangen genügende Frequenzstabilität durch zweckmäßige Bauelementeauswahl und stabile Betriebsspannung erreichen, und die Frequenz läßt sich (außer an R oder – ggf. – auch an C) noch durch Beeinflussung der Triggerschwellen von außen in gewünschter Weise verändern. Ein solcher Feinabgleich ist durch eine Zusatzbeschaltung des Oszillators gemäß Bild 3.5 zu erreichen. U_{CV} darf dabei zwischen 0,6 U_{SS} und 0,75 U_{SS} variiert werden.

Für die Oszillatorfrequenz gilt bei einer im zulässigen Bereich eingestellten U_{CV}, der günstigeren Schreibweise wegen als Periodendauer wiedergegeben

$$1/f = T = C\,(R_A + R_B) \ln \frac{U_{ss} - U_{CV/2}}{U_{SS} - U_{CV}} + C\,R_B \ln 2\,.$$

Vom Schaltkreis her hat der Oszillator mit 0,015 % /K eine erfreulich kleine Temperaturabhängigkeit der Frequenz.

Bezüglich des Netzwerks für die Abgleichspannung U_{CV} ist der Eingang CV als aktiver Zweipol mit $U_l \approx 2/3\ U_{SS}$ und $R_i \approx 3{,}3$ kΩ anzusehen (2 × 5 kΩ parallel 5 kΩ). Ein an CV zu schaltender Kondensator soll mit diesem R_i und dem äußeren Spannungsteiler eine Zeitkonstante bilden, die der des Oszillators entspricht. Das kompensiert Störspannungen, die von der Betriebsspannung in die Schaltung eingekoppelt werden.

(Übrigens: Gegenüber Störspannungen erweist sich eine Dimen-

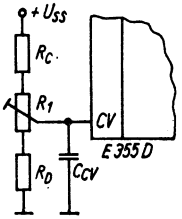


Bild 3.5
Oszillatorfeinabgleich (nur bei Bedarf anzufügen!)

sionierung mit $R_A \ll R_B$ als günstig!). Normalerweise wird für C_{CV} angegeben:

$$C_{CV} \approx C \frac{R_B + R_A/2}{R_{CV}} \text{ mit } R_{CV} \approx 3{,}3\ \text{k}\Omega \text{ (s. o.).}$$

Mit Abgleichspannungsteiler gilt dagegen die Vorschrift

$$C_{CV} \approx C \frac{R_D \cdot R_C + R_{CV} \cdot R_C + R_{CV} \cdot R_D}{R_{CV} \cdot R_D \cdot R_C} \cdot \left(R_B + \frac{R_A}{2}\right).$$

Der beste Schutz gegen Störungen besteht jedoch immer in einer Betriebsspannung mit möglichst kleiner Störspannung.
Die zulässigen Bereiche für R und C am Oszillator werden wie folgt angegeben:

$$1\ \text{nF} \leq C \leq 10\ \mu\text{F},$$

$$1\ \text{k}\Omega \leq (R_A, R_B) \leq 1\ \text{M}\Omega\,.$$

Dazu gibt es jedoch noch Einschränkungen in Form folgender minimaler Werte für die Summe aus R_A und 2 R_B für Standardwerte von C:

1 nF/13,2 kΩ, 1,5 nF/8,8 kΩ, 2,2 nF/6 kΩ, 3,3 nF/4 kΩ, 4,7 nF/2,8 kΩ.

Sie resultieren daraus, daß der standardgerechte Betrieb des Schaltkreises nur bis etwa 105 kHz garantiert wird, wenn auch der Oszillator weit höher schwingen kann. Jedoch erreicht man bald eine Grenze, bei der die dem Oszillator folgenden Teiler nicht mehr ansprechen. Aus Tests ergab sich aber, daß noch ein

größerer Prozentsatz von Untersuchungsexemplaren bei 150 kHz einwandfrei teilte.

Nach höheren Frequenzen hin vergrößert sich übrigens auch die Abweichung zwischen errechneter und tatsächlicher Oszillatorfrequenz, bedingt durch die Signallaufzeiten zwischen TT und DC in der Größenordnung von fast einer Mikrosekunde. Ab 50 kHz sollte also im Nenner der „idealen" Oszillatorfrequenzgleichung (s. o.) noch der Wert 10^{-6} addiert werden. In den in dieser Broschüre enthaltenen Anwendungen des *E 355 D* wird mehrfach die Oszillatorfrequenz direkt als Signalfrequenz mit benutzt. Man kann sie an TT oder an DC abnehmen. Die sägezahnähnliche Spannung an TT eignet sich zum Ansteuern einer externen Triggerschaltung (oder auch eines oder mehrerer weiterer *E 355 D* ohne eigenen Oszillator, wenn man zeitstarre Verknüpfungen benötigt), an der dann ein beliebiges Tastverhältnis eingestellt werden kann. Der Triggerschwellwert muß zwischen 1/3 U_{SS} und 2/3 U_{SS} einstellbar sein (Schaltung z. B. wie Komparator im *E 355 D*). Der Eingang einer solchen Folgeschaltung darf aber den Punkt TT (also die Ladung von C) nicht wesentlich belasten, sonst beeinflußt er die Oszillatorfrequenz. Sogar TTL-Schaltungen (bei nur geringem Einfluß auf die Oszillatorfrequenz) lassen sich dagegen an DC betreiben. Allerdings hat die Schwingung das von R_A und R_B vorgegebene, nicht beeinflußbare Tastverhältnis. Bei TTL-Ansteuerung ist es dagegen nötig, diese Widerstände so zu wählen, daß der TTL-gerechte H-Pegel nach dem Umschalten sofort erreicht wird, bevor der flachere Kurventeil des Spannungsverlaufs an DC beginnt (s. Bild 3.4). Die relativ große „Aufnahmefähigkeit" des Discharge-Transistors ($I_{DC} >$ 10 mA für $U_{DC} < 0{,}2$ V) erlaubt daneben noch andere Möglichkeiten der Ankopplung von Schaltungsteilen, die mit dieser Frequenz angesteuert werden sollen. (Voraussetzung dafür, daß der Oszillator die Teiler einwandfrei ansteuert, ist die Sättigung des DC-Ausgangs für jeweils einige Mikrosekunden je Periode.) Für den Oszillator ergibt sich eine „Frequenztapete" gemäß Bild 3.6, wobei die zulässigen Grenzen für R und C zu beachten sind. Mit 10 μF und 1 MΩ – wenn die damit verbundenen Frequenzänderungen im geschilderten Sinne tragbar sind – kann der Oszillator also („Tapete" nach links um eine Dekade verlängert) noch mit etwa 0,14 Hz schwingen (!). Das ist eine Periodendauer von fast 7 s. Unter voller Ausnutzung der Teiler des *E 355 D* ent-

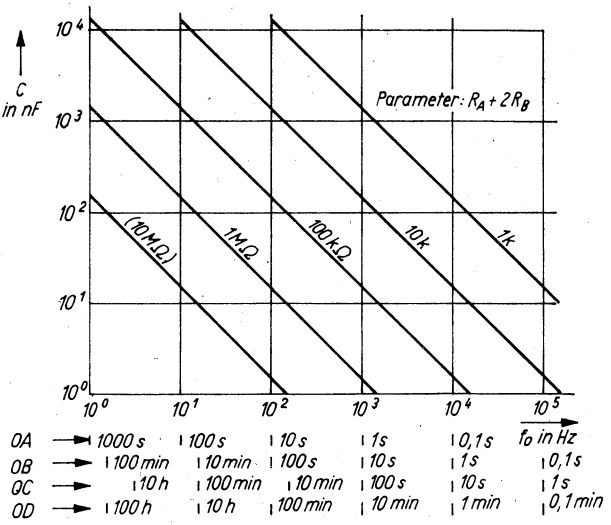


Bild 3.6 „Frequenztapete" für den Oszillator (nach [6]) und sich ergebende Verzögerungszeiten

spräche das einer erreichbaren Verzögerungszeit von mehr als 49 Tagen (!). Es ist nicht auszuschließen, daß ein solcher Extremfall auch einmal von Bedeutung sein kann, mit all seinen Unvollkommenheiten. Auf jeden Fall sollte man ein solches Langzeitsystem besonders störsicher auslegen! Präzisere Ergebnisse sind selbstverständlich mit der „Verlängerung" durch den *E 351 D* zu erwarten. (Auf die Störempfindlichkeit hat das aber – leider – keinen Einfluß.) Im Fall der genannten 49 Tage verschiebt sich dann die erforderliche Oszillatorfrequenz wieder in den Vorzugsbereich. Genaues Takten z. B. mit Impulsen im Sekundenbereich – ideal, da mit extrem niedrigem Energiebedarf, aus einer Quarzzeitbasis mit *U* 124 *D* o. ä. [7] – ist möglich, wenn der *E 355 D* nicht mit der Oszillator-Außenbeschaltung „gefahren" wird, sondern mit Taktansteuerung am Eingang TT. Das setzt aber (mindestens) folgende Ansteuerbedingungen voraus: $H > 2/3\ U_{SS}$ (besser 0,7 U_{SS}), $L < 1/3\ U_{SS}$ (besser 0,3 U_{SS}). Der Eingang TT ist in Näherung für kleine Eingangsamplituden als Serienschaltung eines Widerstands von $\geq 1{,}5$ MΩ und einer Spannungsquelle

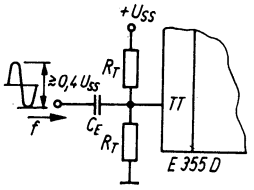


Bild 3.7
Fremdsteuerung des *E 355 D* mit externer Frequenz

von 1/2 U_{SS} (+ 0,1 V, − 0,5 V) zu betrachten. Mit entsprechender Sicherheit bezüglich der Schwellwerttoleranzen rechne man mit $U_{Takt} > 0{,}4\ U_{SS}$.

Bei *C*-Ankopplung braucht man also eine Amplitude von 0,2 U_{SS} und eine Vorspannung von 0,5 U_{SS}. Das bedeutet ein *RC*-Netzwerk nach Bild 3.7, dessen Zeitkonstante ($0{,}5 \cdot R_T\ C_E$) groß gegen die Periodendauer der eingekoppelten Frequenz sein soll. Dann darf nämlich die Kurvenform dieser Schwingung ganz beliebig sein. Für R_T wählt man zweckmäßig je 100 kΩ. Das direkte Ankoppeln von TTL-Generatoren bedingt einen open-collector-Ausgang, da sonst U_H nicht sicher erreicht wird. Der extern anzufügende Widerstand soll dann zwischen 470 Ω und 4,7 kΩ liegen, um bei allen zulässigen Betriebsspannungen des *E 355 D* (an die auch dieser Widerstand anzuschließen ist) die genannten Pegelbedingungen sicher zu erfüllen. Abgesehen von einer speziellen Schaltungsgestaltung zwischen dem Uhrenschaltkreis *U 124 D* (*U 114 D*) als Taktgeber und dem *E 355 D* empfiehlt es sich, bei einer solchen Kombination mit einer Transistorpegelanpaßstufe zu arbeiten. Neben der Möglichkeit, den Uhrenschaltkreis mit einem Quarz (vorzugsweise zwischen 1 und 5 MHz) zu betreiben, ist auch noch die in [7] behandelte Möglichkeit eines *LC*-Oszillators zwischen 0,5 und 5 MHz von besonderem Interesse, und zwar in zweierlei Hinsicht: Zum einen läßt sich in diesem Frequenzbereich mit einem Trimmkondensator die Frequenz bequem und recht genau auf einen Wert feineinstellen, der in Verbindung mit den verschiedenen Teilermöglichkeiten des *E 355 D* die gewünschte Zeitspanne garantiert. Zum anderen übertrifft ein sorgfältig bemessener *LC*-Schwingkreis in seiner Frequenzkonstanz (zeitlich wie thermisch) bei weitem die von *RC*-Gliedern erreichbaren Werte. Die Teilung um 2^{23} oder (im Schnellgang) um 2^{16}, verbunden mit der in [7] ausführlich dar-

gestellten zusätzlichen Möglichkeit, am Ausgang (über die Anpaßstufe) um 2:1 oder 1:1 zu teilen, schafft dem angesteuerten *E 355 D* einen extrem großen Zeitspielraum. Ein Ausgangstakt von etwa 10 s liefert 70 Tage Verzögerungszeit in einer Genauigkeit, die sich durchaus mit der des *RC*-Oszillators im Kurzzeitbereich messen kann, zumindest theoretisch. Bild 3.8 enthält einen Vorschlag für den Eingangsteil eines solchen „Monatstimers".

3.2.2. Teilerstufen und Zeitbereiche

Über eine AND-Verknüpfung mit der Steuerlogik gekoppelt [6], wird das Oszillatorsignal einem asynchronen 2^{10}:1-Teiler zugeführt. Das AND bewirkt, daß die Oszillatorfrequenz erst nach Auslösung durch ISt auf diesen Teiler wirken kann. Je nach Programmierung wird der Eingang des folgenden asynchronen 10:1-Teilers vom Ausgang des 2^{10}:1-Teilers oder direkt vom Oszillatorsignal gesteuert. Die beiden dem ersten 10:1-Teiler folgenden (10:1 und 6:1) sind fest miteinander verbunden. An den Ausgängen dieser drei letzten Teiler kann daher die Oszillatorfrequenz bei entsprechender Programmierung mit 10:1, 100:1 oder 600:1 geteilt entnommen werden (Tastverhältnis immer 1:1; begrenzte Belastbarkeit gemäß Abschnitt 3.2.3. beachten!). Diese Programmierung entspricht der Funktion „Teilerüberbrückung", was sich also nur auf das Überbrücken des ersten Teilers bezieht (2^{10}:1). Näheres zu dieser Funktion siehe Abschnitt 3.3.1. Bei allen anderen Programmierungen ist stets der 2^{10}:1-Teiler zwischen den Oszillator und die übrigen Teiler geschaltet.

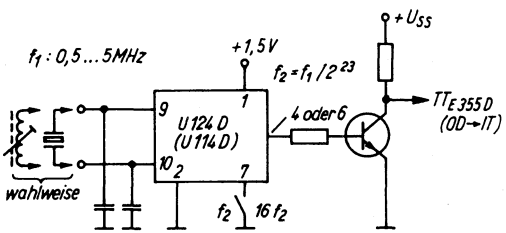


Bild 3.8 Prinzip eines „Monatstimers" mit *U 124 D* und *E 355 D*

Von der Oszillatorfrequenz ergeben sich an den Ausgängen OA bis OD daher die folgenden Teilerverhältnisse:
OA 1024:1, OB 10240:1, OC 102400:1, OD 614400:1.
Eine Oszillatorfrequenz von z. B. 1024 Hz (empfohlene untere Grenze der Oszillator-„Hauptlage", beliebig tiefere sind selbstverständlich zulässig) wird also zu einer Periodendauer von 1 s an OA, von 10 s an OB, 100 s an OC und 600 s (also 10 min) an OD. Auf 1/10 dieser Periodendauer kommt man an der oberen Grenze der „Hauptlage", also auf 100 ms, 1 s, 10 s und 60 s (1 min). Schließt sich daran ein *E 351 D* an, so erhält man (vgl. Abschnitt 2.) die erwähnte Maximalzeit von 40 Tagen. Soweit das System Oszillator – Teiler allein betrachtet wird, verhält es sich in gewohnter Weise. Das heißt also, daß z. B. eine Schwingung von 1 Hz (Periodendauer 1 s), teilt man sie 10:1, zu 1/10 Hz mit einer Periodendauer von 10 s wird. Der Teilerausgang liegt also 5 s auf L, 5 s auf H usw. Für das Haupteinsatzgebiet des *E 355 D* werden jedoch nicht die Teilerausgänge direkt benutzt (ihre Belastbarkeit ist ohnehin relativ klein), sondern der jeweils gewünschte ist mit dem Zeitbereichseingang IT zu verbinden. Am „Leistungsausgang" ORs (Rs, weil hier oft ein Relais angeschlossen wird) entspricht dagegen – außer in der Funktion „astabiler Multivibrator" – die Reaktionszeit einer ganzen Periode der geteilten Frequenz. Das heißt, z. B. bei f = 1024 Hz und Ausgang OA an IT, daß die an OA erscheinende 1-Hz-Periode (also 0,5 s L, 0,5 s H) am Ausgang ORs zu 1 s „Aktivzeit" wird. Das heißt z. B. bei Funktion Einschaltverzögerung, daß ORs 1 s nach dem Start auf L geht, oder bei Funktion Ausschaltverzögerung, daß ORs bei Start für 1 s L annimmt und dann wieder auf H schaltet. Da die Teiler beim Start zunächst durch die Schaltflanke an ISt und erst von da an durch die Oszillatorschwingung gekippt werden, muß man einen gewissen Zeitfehler in Kauf nehmen. Die wahre Verzögerungszeit für ein eingestelltes Teilerverhältnis n bei einer durch die Periodendauer t_o ausgedrückten Oszillatorfrequenz ergibt sich, da außerdem noch die Schaltkreisverzögerungszeit hinzukommt, zu $t_v = (n - 0{,}5 \pm 0{,}5)\, t_o + t_d$ (Richtwert für t_d von ISt bis OD: 20 μs, Maximalwert 100 μs). Im schlechtesten Fall würde also die Verzögerungszeit in der Funktion „Teilerüberbrückung" an OA statt $10 \cdot t_o$ etwa $9 \cdot t_o$ betragen. Allerdings gilt dort eine etwas andere Beziehung (s. Abschnitt 3.3.1.), was einen größten Fehler von etwa $+ 1 \cdot t_o$ bedeutet. Schon das Zwischenschalten

des ersten Teilers (was in der Hauptmenge der Betriebsfälle zutrifft) läßt diesen Fehler auf im allgemeinen unerhebliche Beträge schrumpfen: Ob $1023 \cdot t_0$ oder $1024 \cdot t_0$, das dürfte angesichts möglicher Oszillatorfrequenzänderungen meist keine Rolle mehr spielen. Die Zusammenhänge der Abläufe im Schaltkreis nach Auslösen der eingestellten Funktion über ISt soll in Anlehnung an die TGL zum *E 355 D* Bild 3.9 am Beispiel der Funktion „Einschaltverzögerung" mit Teilerverhältnis gemäß Verbindung OA – IT deutlich machen. Das Bild enthält auch (nicht maßstabsgerecht) die Verzögerungen zwischen einzelnen Phasen. Es wird vom gesetzten Zustand ausgegangen, der sich (s. Verlauf von U_{SS}) bei beliebig langsamem Einschalten der Betriebsspannung automatisch im Schaltkreis einstellt (s. Abschnitt 3.3.1.). Der frei schwingende Oszillator wurde durch eine idealisierte 1:1-Rechteckschwingung symbolisiert. Der gesetzte Zustand (außer $\overline{\text{OR}}$s und Os sind alle Ausgänge auf H) kann bei Bedarf am Ausgang Os erkannt werden. Der steuernde HL-Übergang an ISt bringt Os auf H und kippt nacheinander die Ausgänge OA bis

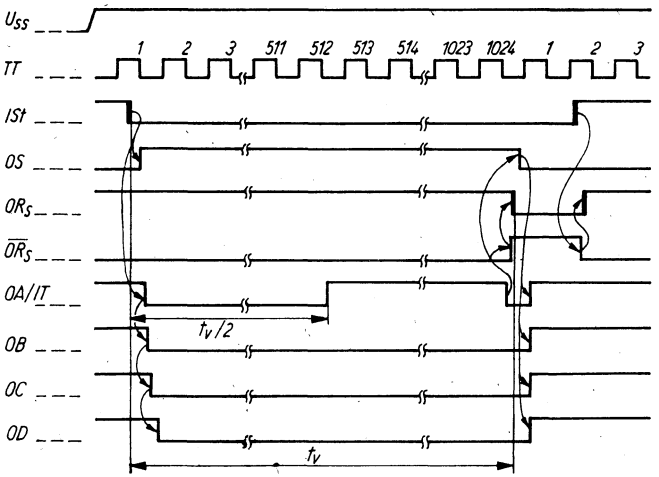


Bild 3.9 Ablaufdiagramm des *E 355 D* nach [5] für Funktion „Einschaltverzögerung" (IT mit OA verbunden) Pfeile: Ablauffolge

OD auf L. ORs und $\overline{\text{ORs}}$ behalten, da noch t_V erst eingeschaltet werden soll, ihre Zustände bei.
Nach $t_V/2$ geht Ausgang OA, wie es der Frequenzteilung entspricht, wieder auf H. Bei t_V nimmt OA zum zweiten Male L an. Dieses L kippt nun (über IT) $\overline{\text{ORs}}$ und ORs (jetzt erst zieht also z. B. ein daran angeschlossenes Relais). Außerdem geht Os wieder auf L, und in seinem „Gefolge" werden außer OA auch die bei diesem Beispiel nicht benötigten Ausgänge OB, OC und OD wieder auf H gebracht. Der vom Relais gesteuerte Vorgang wird durch Zurückschalten des Eingangs ISt von L auf H beendet: $\overline{\text{ORs}}$ geht wieder auf L, und ORs schaltet, indem es H annimmt, das zwischen Plus und ORs liegende Relais ab.

3.2.3. Ein- und Ausgangsschaltungen

Bei der Beschreibung eines solchen relativ umfangreichen Schaltkreises sind Wiederholungen nicht immer zu vermeiden. So wurde einiges zu den Ein- und Ausgängen schon ausgesagt. Die Besonderheiten des Oszillatorteils lese man zweckmäßig in Abschnitt 3.2.1. nach. Die Gestaltung aller Eingangsschaltungen wurde z. B. in [6] beschrieben (Bild 3.10). Sie sind von TTL-Pegeln steuerbar, die dann auf I^2L-Pegel gebracht werden. Die Erhöhung der Störschwelle bei den Eingängen ISt und IT durch die Kombination 16 kΩ/Diode von Plus her wurde bereits erwähnt. (Allerdings spricht die später erschienene TGL nur noch beim Eingang IT von einer Stromquelle, die 1 bis 10 μA liefert, in Serie mit einer Diode!) Laut [6] müssen die L- und H-Impulse mindestens 1 μs

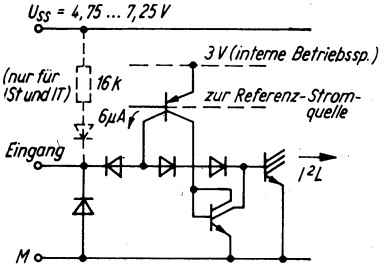


Bild 3.10
Eingangsschaltung für TTL auf I^2L [6]

breit sein, bedingt durch die geringen Umladeströme (nur 6 μA, s. Bild 3.10). Der Startimpuls an ISt muß sogar 20 μs Breite haben und der Setzimpuls 200 μs. Bei 25 °C beträgt die Umschaltspannung etwa 1,2 V. Man beachte, daß die Eingänge ISt und IT nicht 6, sondern etwa 350 μA L-Strom ergeben, bedingt durch die interne Zusatzbeschaltung!

Alle Ausgangsstufen haben offene Kollektoren. Ihre Sperrspannung darf höchstens 7,25 V betragen. Nur ORs ist für 14,5 V ausgelegt. Die Ausgänge des Amateurtyps *P 355 D* dagegen dürfen sämtlich nur mit 6,25 V belastet werden. Die höhere Spannungsfestigkeit von ORs beim Markentyp erlaubt vor allem auch den Anschluß von üblichen 12-V-Relais mit 50 mA Betriebsstrom.

Die Belastbarkeit der Ausgänge für eine bestimmte zugelassene Restspannung im L-Zustand ist – den entsprechenden Aufgaben angepaßt – auch unterschiedlich. Bild 3.11 (es entstammt eben-

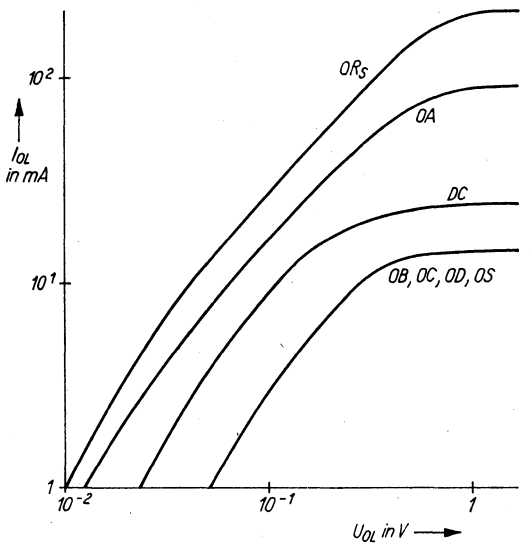


Bild 3.11 Ausgangsbelastbarkeiten, durch die Restspannung ausgedrückt (nach [6])

falls [6]) zeigt die für einen bestimmten Strom zu erwartende Restspannung. Zusammengefaßt daraus seien folgende typischen Werte genannt:

Für $U_L < 0{,}4$ V dürfen OB, OC, OS, $\overline{\text{ORs}}$ mit 4 mA belastet werden, OA aber mit 20 mA (Anschluß einer Leuchtdiode); ORs erlaubt 50 mA bei maximal 0,5 V Restspannung, und höchstens 0,2 V lassen sich an DC erreichen, wenn 10 mA fließen (Maximalwert: $I_{DCL} = 15$ mA). Übrigens sind diese Werte kaum von der Betriebsspannung abhängig – das bewirkt die interne Spannungsversorgung.

Wird an den Ausgang OA über einen auf ≤ 20 mA begrenzenden Vorwiderstand eine Leuchtdiode angeschlossen, so blinkt diese, wenn ein Zeitvorgang abläuft, mit dem Tastverhältnis 1:1. Ist OA an IT angeschlossen, so kann selbstverständlich nur eine Blinkperiode erwartet werden. Bei extremen Oszillatorfrequenzen (unterhalb oder oberhalb der Hauptlage) kann man auch nicht mehr von „Blinken" sprechen.

Der Ausgang $\overline{\text{ORs}}$ läßt sich (über Vorwiderstand) mit einem Transistor belasten. Handelt es sich um einen npn-Transistor, so wirkt er durch das zweimalige Invertieren der ORs-Information

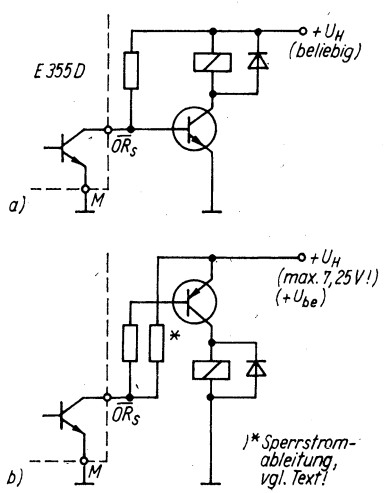


Bild 3.12
Schalten größerer Lasten vom Ausgang ORs;
a — im ganzen gegenüber ORs nicht invertiert,
b — invertiert gegenüber ORs

wieder wie der ORs-Ausgang selbst (Bild 3.12). In diesem Fall bietet sich also die Möglichkeit, beliebig größere Ströme (oder auch Spannungen, je nach Transistor) zu wählen, so daß sich das Spektrum der einsetzbaren Leistungsschalter wesentlich erhöht. Außerdem läßt sich mit einem pnp-Typ an $\overline{\text{ORs}}$ aber auch die jeweils „inverse" Schaltfunktion realisieren (s. ebenfalls Bild 3.12, Sperrstromableitung für $U_{\text{besperr}} < U_{\text{bemin}}$ beachten!), oder man schließt einen pnp-Leistungstransistor an ORs an, der von dort aus ja mit bis zu 50 mA betrieben werden kann usw.
Die H-Eingangsströme liegen bei maximal 10 μA für 2,4 V, jedoch können sie bei 7,25 V 1 mA erreichen.

3.2.4. Prellunterdrückung

Der Eingang ISt stellt sozusagen den „Kontakt zur Außenwelt" her. Über ihn gelangt der Startbefehl in den Schaltkreis, wenn nicht mit der Betriebsspannung gestartet wird. Mehrfacheingaben durch prellende Kontakte sind also unbedingt zu vermeiden. Dennoch soll aber der Eingang noch auf Mikrosekundenimpulse reagieren. Eine interne Prellunterdrückungsschaltung, deren Wirkungszeit bei Bedarf durch einen externen Kondensator am Anschluß CB verlängert werden kann, bringt beides in Einklang. Für die sogenannte Prellzeit t_{pr} wird nach der ersten Signalflanke (das kann eine HL- oder eine LH-Flanke sein) der Eingang ISt gesperrt. Diese Schaltung dehnt also jeden Eingangsimpuls auf die Länge t_{pr}. Das ist daher die kürzeste mögliche Zeit, mit der gesteuert werden kann (s. z. B. Funktion „addierende Einschaltverzögerung", wo das besonders wichtig ist!). Die durch den bereits integrierten Kondensator gegebene Mindestzeit und die

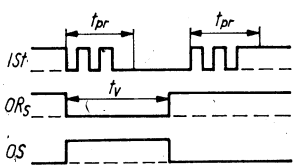


Bild 3.13
Wirkung der Prellunterdrückung, Beispiel Kippfunktion (nach [6]): Jeder Eingangsimpuls wird auf die eingestellte Zeit t_{pr} gedehnt

durch den extern zuschaltbaren C_{CB} verlängerbare Prellzeit schlägt sich in folgender zugeschnittener Größengleichung nieder: $t_{pr} \leq 0{,}1 + 1{,}5\ C_{CB}$, wobei t_{pr} in Millisekunden und C_{CB} in Nanofarad rechnen. Bild 3.13 zeigt die Wirkung. Da der Ladestrom für C_{CB} im Mikroamperebereich liegt, darf dieser Kondensator keinen wesentlichen Leckstrom haben.

3.2.5. Setzen und automatischer Start

Nach [6] werden bei beliebig langsam ansteigender Betriebsspannung (sie darf aber nicht schneller als 0,05 V/μs steigen) alle Flip-Flops gesetzt, was bedeutet, daß OA bis OD sowie ORs sperren und daß OS auf L geht. (Interne Setzzeitdauer nach Erreichen von $U_{SS\ min} = 4{,}75$ V etwa 100 μs). Sobald nun der zunächst entladene Kondensator der Oszillatorschaltung zum ersten Mal 2/3 U_{SS} erreicht, kann gestartet werden.
Dieser Vorgang läßt sich auch mit dem Einschalten der Betriebsspannung koppeln. Dazu wird ISt im Unterschied zum eben beschriebenen „Normalfall" bereits vor Einschalten der Spannung auf L gelegt. Die Freigabe bewirkt dann der Schaltkreis selbst.
Bei „laufendem" Schaltkreis ist es auch möglich, durch kurzzeitiges Absenken des Oszillatoranschlusses CV (dadurch erhält auch die Setzschaltung über den Spannungsteiler L) die Ausgangslage herzustellen. Bei Verschwinden dieses Setzimpulses entsteht im Schaltkreis eine HL-Startflanke, sofern ISt noch auf L liegt. (Veränderte Aussagen zu diesem Punkt und anderen Details gegenüber [6] sind entwicklungsbedingt.)

3.3. Programmierbare Funktionen

Die von den Teilern realisierbaren Verzögerungszeiten können auf 7 verschiedene Arten auf den Relaisausgang ORs wirken. Die gewünschte Funktion „0" bis „6" läßt sich durch L-H-Gruppen an den Eingängen IA bis IC vorwählen. Nach dem Start sind diese Eingänge verriegelt, für weitere Einstellungen also unempfindlich bis nach Ablauf des eingestellten Vorgangs. Es ist sinnvoll, diese Funktionen nach ihrer Binärzahl zu benennen, also z. B. 4 = HLL usw., siehe Tabelle 3.3.

Tabelle 3.3 Programmierschema

Funktions-Nr.	Belegung IC 18	IB 17	IA 16	Funktion
0	L	L	L	Teilerüberbrückung
1	L	L	H	Einschaltverzögerung
2	L	H	L	addierende Einschaltverzögerung
3	L	H	H	Ausschaltverzögerung
4	H	L	L	Kippfunktion
5	H	L	H	Wischfunktion
6	H	H	L	astabiler Multivibrator
7	H	H	H	unerlaubte Funktion

3.3.1. Teilerüberbrückung („0“: IC = L, IB = L, IA = L)

Zu dieser Funktion wurden bereits in Abschnitt 3.2.2. einige Informationen gegeben, dort allerdings mehr vom Gesichtspunkt des Teilerverhältnisses. Im Haupteinsatzbereich des *E 355 D* interessiert aber die Reaktion am Ausgang ORs, wenn man QA, OB oder OC mit IT verbindet. Auf Grund der Programmierung sind die Ausgänge auch nicht beliebig lange aktiv, sondern eben nur abhängig vom Produkt aus Periodendauer des Oszillators und Teilerverhältnis. Das heißt, daß diese Funktion nur für relativ kurze Verzögerungen brauchbar ist. Dabei gilt aber nur für den Betriebsfall OA – IT (der, weil der 2^{10}-Teiler mit dem Oszillator verbunden bleibt, ebenfalls möglich ist) die Verzögerungszeit $t_v = (n - 0{,}5 \pm 0{,}5)\, t_o + t_d$ mit $n = 1024$. Bei OB, OC oder OD an IT wirkt sich die Teilerüberbrückung aus:
$t_v = (n + 0{,}5 \pm 0{,}5) t_o + t_d$ mit $n = 10$, 100 oder 600, wobei die Teiler (was nur für diese drei „überbrückten“ Fälle gilt!) bei der ersten L-H-Flanke der Schwingung an TT kippen. Zusätzlich gilt die Bedingung, daß die eingestellte Prellzeit größer als t_o, die Periodendauer des Oszillators, sein muß [6].
Für die Funktionsabläufe an den interessierenden Ausgängen gilt Bild 3.14. Im Hauptlagebereich des Oszillators erhält man also für OA an IT 0,1 bis 1 s Verzögerung vom Augenblick ISt = L

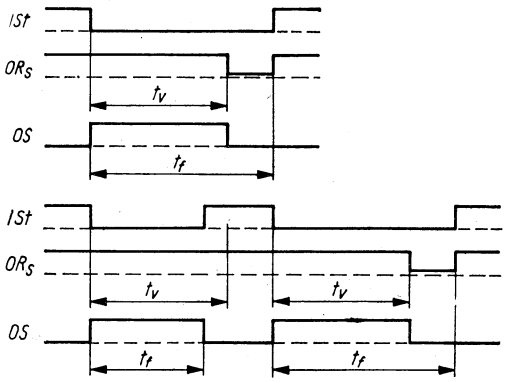


Bild 3.14 Funktion „Teilerüberbrückung", Abläufe (t_V — Verzögerungszeit, t_f — Freigabezeit); Funktion für Prüfzwecke

bis zum Einschalten des Ausgangs ORs (der dann auf L bleibt, bis ISt wieder auf H gebracht wird), und für OB, OC oder OD an IT ergeben sich 1 bis 10 ms, 10 bis 100 ms und 60 bis 600 ms — immer mit den durch die t_V-Gleichung möglichen Toleranzen.

3.3.2. Einschaltverzögerung („1": IC = L, IB = L, IA = H)

Gegenüber der Funktion „0" (s. Abschnitt 3.3.1.) ist jetzt stets der 2^{10}-Teiler mit einbezogen. Der längste Verzögerungszeitbereich von „0" ist somit der kürzeste von „1". Das grundsätzliche Verhalten entspricht wieder den Funktionsabläufen nach Bild 3.14, siehe Bild 3.15a. Der auch für das Setzen eines eventuell angeschlossenen Erweiterungsschaltkreises *E 351 D* wichtige Ausgang OS wird beim Start (ISt auf L) von L auf H geschaltet, sozusagen „vorbereitet". In Richtung ORs beginnt gleichzeitig die Verzögerungszeit t_V gemäß Teilerverhältnis abzulaufen. Öffnet man jedoch ISt vor Ablauf dieser Zeit wieder, d. h. ISt = H, dann bleibt ORs auf H. Allerdings kippt ORs dann infolge des Pegelwechsels an ISt zurück auf L, also in die Ausgangslage. Normalerweise wird aber ISt länger als t_V eingeschaltet bleiben. ORs bleibt danach so lange eingeschaltet, bis man durch Hoch-

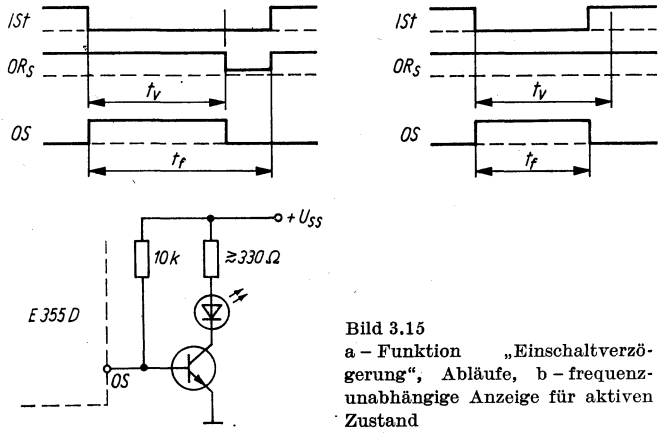


Bild 3.15
a – Funktion „Einschaltverzögerung", Abläufe, b – frequenzunabhängige Anzeige für aktiven Zustand

legen von ISt den Ruhezustand wieder herstellt. Daß sich der Schaltkreis im Zustand $t < t_v$ befindet (das ist besonders bei langen Verzögerungszeiten nützlich), kann durch eine einfache Anzeigeschaltung nach Bild 3.15b am Ausgang OS angezeigt werden.

3.3.3. Addierende Einschaltverzögerung („2": IC = L, IB = H, IA = L)

Die Gesamtverzögerung bis zum Einschalten von ORs setzt sich in dieser Betriebsart aus der Summe der Einschaltzeiten für ISt = L zusammen. Es handelt sich also um eine Art „Mengenschalter". Während bei Funktion „1" also bei vorzeitiger Zurückschaltung von ISt auf H die ab Auslösung abgelaufenen Vorgänge in den Teilern gelöscht wurden (man achte auf den Verlauf von OS in beiden Fällen!), bleiben jetzt die Teiler in den bis zum Unterbrechen erreichten Zuständen. Erneutes L-Schalten von ISt läßt sie weiterlaufen usw., bis schließlich t_v erreicht und damit ORs auf L geschaltet wird. Erst jetzt aber geht in dieser Betriebsart auch OS wieder auf L. Bild 3.16 zeigt die charakteristischen Zusammenhänge für diese Funktion. ORs schließlich schaltet wieder erst auf H zurück, wenn ISt wieder auf H gebracht

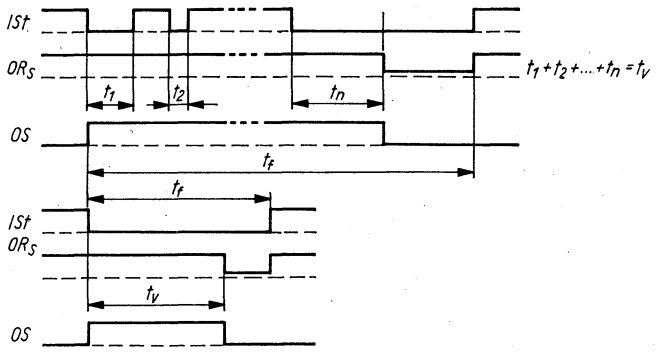


Bild 3.16 Funktion „Addierende Einschaltverzögerung", Abläufe

wird. Für die Quantisierung der ISt-Einzelzeiten gibt es eine untere Grenze: die eingestellte Prellzeit (die leider weniger konstant ist; u. a. hängt sie von der Temperatur und von der Spannung ab). Schließlich kann auf der anderen Seite die ISt-L-Zeit auch nicht beliebig lang werden:
Für $t > t_V$ geht die Funktion „2" in die bereits beschriebene Funktion „1" über.

3.3.4. Ausschaltverzögerung („3": IC = L, IB = H, IA = H)

Durch L-Schalten von ISt kann ORs sofort und beliebig lange auf L geschaltet werden. Die Zeitfunktion beginnt bei dieser Programmierung erst beim Zurückschalten von ISt auf H; erst dann geht also auch OS auf H. Schaltet man nun innerhalb von t_V ISt wieder auf L und nach einer beliebigen Zeit erneut auf H, so bewirkt der erste Vorgang (von H auf L) auch das Zurückschalten von OS auf L – die Teiler nehmen ihre Ausgangslage ein und bleiben in „Wartestellung". Daher spielt es nun keine Rolle, wann durch erneutes H-Schalten von ISt der Zeitablauf (t_V-Einstellung gemäß Teilerverhältnis mal Periodendauer des Oszillators) neu gestartet wird. OS geht dabei wieder auf H (d. h., die Teiler werden, wie üblich, freigegeben), und t_V läuft ab, sofern man nicht (beliebig oft) erneut innerhalb von t_V über

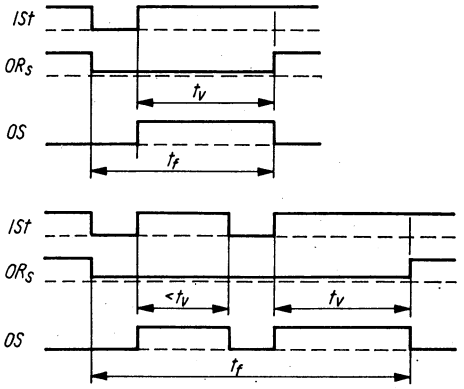


Bild 3.17 Funktion „Ausschaltverzögerung", Abläufe

ISt eingreift. Kurz ausgedrückt: Die Schaltung ist in dieser Programmierung retriggerbar, ähnlich einer Zeitbeleuchtung, die bedarfsweise vor dem programmierten selbsttätigen Abschalten beliebig oft neu „verlängert" werden kann. Eine interessante

Tabelle 3.4 *E 355 D* als Frequenzteiler (nach [6]), zu S. 62

Funktion	Teilungsverhältnis	Flanke an ISt Freigabe	Stop	Ausgangszustände nach Stop
1, 5, 6		HL	LH	H
2	1024:1 (TT–OA)	HL	LH	je nach
	10240:1 (TT–OB)			Zustand
3	102400:1 (TT–OC)	LH	HL	H
4	614400:1 (TT–OD)	HL	—	(H)
7		LH	HL	H
0	1024:1 (TT–OA)			
	10:1 (TT–OB)			
	100:1 (TT–OC)	HL	LH	H
	600:1 (TT–OD)			

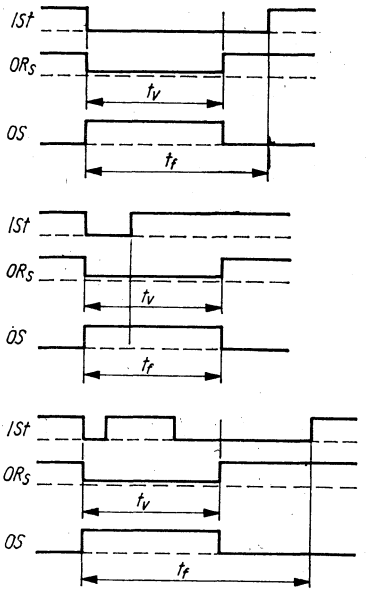


Bild 3.18
Kippfunktion, Abläufe

Anwendung dieses Prinzips besteht darin, im letzten Teil der Aktivität z. B. einen Warnton abzugeben.
Bild 3.17 zeigt die für diese Funktion wesentlichen Zeitabläufe.

3.3.5. Kippfunktion („4": IC = H, IB = L, IA = L)

Wieder mit der durch die eingestellte Prellzeit gegebenen unteren Grenze kann ISt kurzzeitig auf L gelegt werden, um diese Funktion zu starten. Nach Zurückschalten auf H bleibt jedoch jeder weitere L-Impuls an ISt wirkungslos.
Die Schaltung verhält sich in dieser Programmierung wie ein Monoflop, das sich nicht rücksetzen läßt. Sie ist damit dem „klassischen" Treppenlichtautomaten vergleichbar, der auch erst neu gestartet werden kann, nachdem er nach seiner vorgegebenen Aktivzeit wieder abgeschaltet hatte. Mit ISt auf L startet man also einen Vorgang, in den höchstens durch Abschalten der Be-

triebsspannung vorzeitig eingegriffen werden kann – es sei denn, man bedient sich der Möglichkeit, den Schaltkreis über den Eingang CV zu beeinflussen.
Bild 3.18 zeigt, wie die interessierenden Ausgänge auf Signale an ISt reagieren.

3.3.6. Wischfunktion („5": IC = H, IB = L, IA = H)

Wiederum liegt eine monoflopartige Funktion vor, diesmal jedoch mit der Möglichkeit des Rücksetzens. Zwei Fälle sind zu unterscheiden, auf die die Schaltung unterschiedlich reagiert (s. Bild 3.19): ORs bleibt von dem Augenblick, da ISt auf L geschaltet wird, für die Zeit t_v auf L. ISt darf beliebig länger auf L bleiben, ohne daß weiter etwas geschieht. OS folgt dem Verlauf von ORs, nur eben so, daß dieser Ausgang für die Zeit t_v gesperrt wird. Schaltet man jedoch ISt vor Ablauf von t_v wieder auf H, so geht sofort auch ORs in den gesperrten Zustand (H) über, während OS auf L schaltet. Im Unterschied zu üblichen Monoflops, die eine gewisse Erholzeit bis zum erneuten Auslösen brauchen, kann der nächste Vorgang sofort nach Ende des vorhergegangenen gestartet werden.

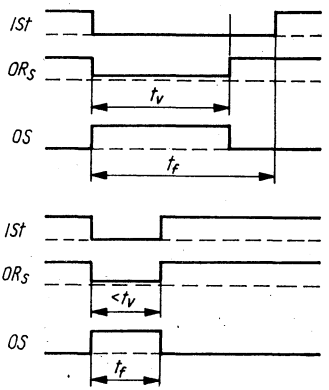


Bild 3.19
Wischfunktion, Abläufe

Tabelle 3.5 Hauptkenngrößen des *E 355 D* (Einstellwertebedingungen: Betriebsspannungen auf ± 1%, Ein- und Ausgangsspannungen auf ± 2,5% genau)

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwerte
L-Eingangsstrom (IA, IB, IC, ISt)	$-I_{IL}$	µA	2	40	U_{SS} = 7,25 V
L-Eingangsstrom IT	$-I_{IL}$	µA	2	80	U_{IL} = 0,4 V
L-Eingangsstrom CV bei Benutzung als Eingang	$-I_{IL}$	mA	—	2,0	
H-Eingangsstrom (außer CV)	I_{IH}	µA	—	10	U_{SS}= 7,25 V U_{IH} = 2,4 V
		mA		1	U_{SS}= 7,25 V U_{IH} = 7,25 V
Flußspannung der Eingangsdiode (außer CV)	$-U_I$	V	—	1,5	U_{SS}= 4,75 V $-I_I$ = 12 mA
Ausgangssperrstrom (außer ORs)	I_{OH}	µA	—	250	U_{SS}= 4,75 V U_{OH}= 7,25 V
Ausgangssperrstrom ORs E/D 355 D	I_{OH}	µA	—	250	U_{SS}= 4,75 V U_{OH}= 14 V (7,25 V)
L-Ausgangsspannung an OA	U_{OL}	V	—	0,4	U_{SS}= 4,75 V I_{OL} = 20 mA
L-Ausgangsspannung an ORs	U_{OL}	V	—	0,5	U_{SS}= 4,75 V I_{OL} = 50 mA

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwerte
L-Ausgangsspannung an OB, OC, OD, ORs, OS	U_{OL}	V	—	0,4	U_{SS} = 4,75 V I_{OL} = 4 mA
HIGH-Triggerschwellstrom	I_{TTH}	µA mA	— —	1 2	U_{SS} = 7,25 V U_{TT} = 5,22 V U_{SS} = 7,25 V U_{TT} = 7,25 V
LOW-Triggerschwellstrom	$-I_{TTL}$	µA	—	10	U_{SS} = 7,25 V U_{TT} = 0 V
Triggerspannung	U_{TTL}	V	1,9	2,1	U_{SS} = 6 V
Schwellspannung	U_{TTH}	V	3,8	4,2	U_{SS} = 6 V
LOW-Entladespannung	U_{DCL}	V	—	0,2	U_{SS} = 4,75 V I_{DCL} = 10 mA
HIGH-Entladestrom	I_{DCH}	µA	—	5	U_{SS} = 7,25 V U_{DCH} = 7,25 V
Stromaufnahme L	I_{SSL}	mA	—	17	U_{SS} = 7,25 V alle Ausgänge L außer ORs und OS

3.3.7. Astabiler Multivibrator („6“: IC = H, IB = H, IA = L)

Während alle bisherigen Funktionen im Grunde, von ISt aus gestartet, nur einmalige Aktivzeiten an ORs ergaben, liegt bei dieser Programmierung der interessante Fall eines Start-Stop-Oszillators mit außerordentlich großem Frequenzbereich vor.

Tabelle 3.6 Nebenkenngrößen des *E 355 D* für $U_{SS} = 6$ V und $\vartheta_a = -25$ °C bis 85 °C, wenn nicht anders angegeben

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert	Einstellwerte
Reproduzierbarkeit von f bzw. T	$\frac{\Delta f_{OA}}{f_{OA}}$ $\frac{\Delta T_{OA}}{T_{OA}\Delta\vartheta}$	%	–	± 2,5	± 5	$\vartheta_a = 25$ °C $R_A = R_B =$ 1 kΩ $C = 0{,}1$ µF
Temperaturabhängigkeit von f bzw. T (Mittelwert von – 25° C bis + 85 °C)	$\frac{\Delta f_{OA}}{f_{OA}}$ $\frac{T_{OA}}{T_{OA}\Delta\vartheta}$	$\frac{\text{ppm}}{\text{°C}}$	–	150	300	$R_A = R_B =$ 1 kΩ $C = 0{,}1$ µF
Spannungsabhängigkeit von f bzw. T (Mittelwert von 6 V bis 7,25 V)	$\frac{f_{OA}}{f_{OA}\Delta U}$ $\frac{\Delta T_{OA}}{T_{OA}\Delta U}$	%/V	–	0,5	1,0	$U_{SS} = 6$ V bis 7,25 V $R_A = R_B =$ 1 kΩ $C = 0{,}1$ µF
Spannungsabhängigkeit von f bzw. T (Mittelwert von	$\frac{\Delta f_{OA}}{f_{OA}\Delta U}$	%/V	–	1	2	$U_{SS} = 4{,}75$ V bis 6 V $R_A = R_B =$ 1 kΩ $C = 0{,}1$ µF

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert	Einstellwerte
4,75 V bis 6 V)	$\frac{\Delta T_{OA}}{T_{OA}\Delta U}$					
Frequenz an TT	f_0	kHz	—	—	105	$\vartheta_a = 25$ °C
Dauer der Prellunterdrükkung	t_{pr}	ms	5	30	70	$\vartheta_a = 25$ °C $C_{CB} = 20$ nF
Verzögerungszeit ISt→OD	$t_{DI\,StOD}$	μs	—	30	100	
Anstiegszeit an ISt, IT	t_{TLH}	ms	—	—	2	$\vartheta_a = 25$ °C
Abfallzeit an ISt, IT	t_{THL}	ms	—	—	2	

Der Start-Stop-Eingang ist wieder der Anschluß ISt: L bedeutet diesmal die Aktivzeit für eine Rechteckschwingung mit dem Tastverhältnis 1:1 und der Periodendauer t_v am Ausgang ORs. Dieses Mal ist also während t_v ORs zur Hälfte L und zur Hälfte H, im Gegensatz zu den üblichen Reaktionen! Bild 3.20 zeigt die Einzelheiten dieses Verhaltens. Wenn ISt nur für eine geringere Zeitspanne als die eingestellte t_v auf L geschaltet wird, ist ORs für die gleiche Zeit ebenfalls auf L, denn der Start bewirkt hier stets, daß ORs zuerst für $t_v/2$ auf L schaltet. Während die erste Periode noch durch die Gleichung $t_v = (n - 0{,}5 \pm 0{,}5)t_o + t_d$ bestimmt wird, gilt im stationären Betrieb $t_v = n \cdot t_o$.

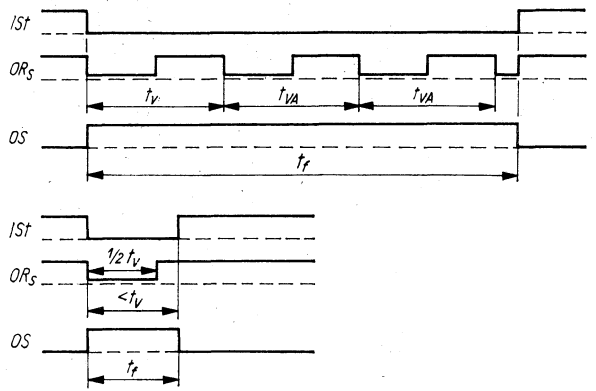


Bild 3.20 Astabiler Multivibrator, Abläufe

3.3.8. Frequenzteiler

Diese Funktion läuft außerhalb des meist üblichen *E 355 D*-Einsatzes, da sie den Oszillatorteil nur zur Fremdansteuerung benutzt. TT ist dafür der Eingang. Entsprechende Bedingungen wurden schon in Abschnitt 3.2.2. genannt. Das Verhalten des *E 355 D* in dieser Betriebsart bezüglich seiner Teiler soll im folgenden noch etwas näher erläutert werden [6].

Die Teilerausgänge können zunächst über einen L-Impuls an CV auf H gebracht werden. Eine Flanke an ISt, deren Richtung von der Programmierung abhängt, startet die Teiler; bis auf Funktion „4" werden sie mit der entgegengesetzten Flanke wieder gestoppt.

Tabelle 3.4 faßt die Relationen zusammen und nennt außer den Teilerverhältnissen je nach benutztem Ausgang (IT bleibt auf H, und ORs wird hier nicht verwendet!) auch die Zustände der Ausgänge nach dem Stoppen. Übrigens kann bei Programmierung „6" mit der Strecke IT – ORs (bzw. $\overline{\text{ORs}}$) für spezielle Zwecke gearbeitet werden, siehe [6]. Außer bei dieser Programmierung läßt sich dagegen statt an ISt die Teilung auch durch einen H-L-Impuls an IT stoppen. Im übrigen muß man bei Einsatz einer solchen Teilerschaltung die Wirkung der Prellunterdrückung bezüglich der ISt-Schaltimpulse berücksichtigen.

4. Anwendungsbeispiele mit dem *E 355 D*

Im folgenden werden praktisch nutzbare Schaltungen mit dem *E 355 D* beschrieben, die sich teils aus den bereits erläuterten Grundfunktionen sozusagen „ausrechnen" lassen (Zielfunktion, die bestimmte Teilerverhältnisse und Oszillatorfrequenzen bzw. Frequenzbereiche voraussetzt), teils aber auch am Rande liegende Einsatzfälle enthalten. Dabei steht der „Kern" des jeweiligen Objekts im Vordergrund. Spezielle Realisierungen (Gehäuse, Schalterwahl, Eingabeart) sind dem Leser überlassen, bzw. es werden nur Beispiele genannt. Das trägt der orts- und zeitabhängig unterschiedlichen Bauelementesituation Rechnung und der Tatsache, daß der individuelle Einsatz oft anderen als den vom Autor eingeschätzten Randbedingungen unterliegt.
Auch die Ausgabeseite endet zunächst im allgemeinen beim Signal (Schaltimpuls, Tonsignal, Leuchtdiode). Der Übergang auf Leistungsschalter, die vorwiegend in Netzkreise eingreifen müssen, ist einem später folgenden Abschnitt vorbehalten. Das zieht auch eine deutlichere Grenze zwischen „Durchschnitts"-Amateur und Fachmann. Abgesehen davon wird man erkennen, daß vieles tatsächlich auch schon bis zu dieser ungefährlichen Signalschnittstelle interessant und vielseitig nutzbar ist. Bereits Abschnitt 4.1. liefert dazu ein augenfälliges Beispiel.

4.1. Ruhestromfreie Türkontrolle mit Verzögerung

Es gibt zahlreiche Anwendungen für eine Schaltung, die nur dann ein Signal liefert, wenn sie länger als eine einstellbare „Totzeit" aktiviert wird. Eine solche Einrichtung vermag Energie zu sparen, nämlich dann, wenn (nur) das unnötig lange Offenlassen einer Tür oder eines Fensters signalisiert wird. Als Warnung gegen „unerwünschten Besuch" eignet sie sich in der vorgestellten Variante weniger, da das Signal beim Schließen der Tür (dem Hauptzweck gemäß) wieder verstummt. Außerdem wird man den Verzögerungsmechanismus sicherlich schnell erkennen. Die Schaltung wurde mit gutem Ergebnis in einer etwas „verwinkel

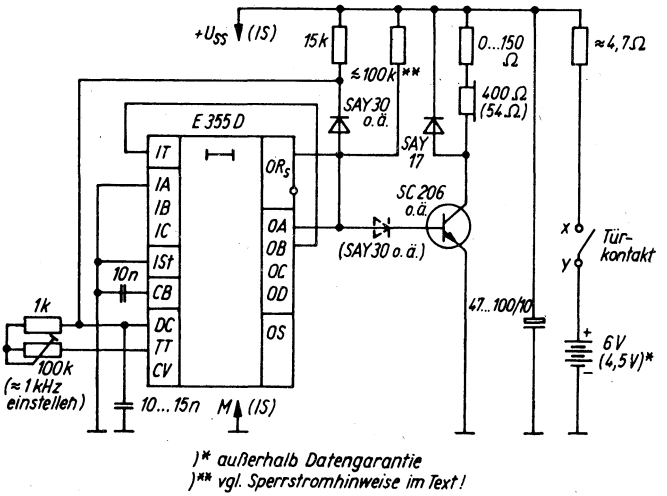


Bild 4.1 Ruhestromfreie Türkontrolle mit Verzögerung — Stromlaufplan

ten" Wohnung eingesetzt und vermeidet unnötige Wärmeverluste.

Bild 4.1 zeigt die geringe nötige externe Beschaltung des *E 355 D* für diesen Zweck. Am 100-kΩ-Potentiometer wird die gewünschte Verzögerungszeit eingestellt. Bei den gewählten Werten der frequenzbestimmenden Bauelemente und mit der Verbindung OB – IT können in dieser Version z. B. 5 s Verzögerung eingestellt werden, bevor ein Signal ertönt. Dieses Signal mit einer Frequenz um 1 kHz wird zusätzlich mit 0,5 Hz gepulst. Intermittierende Töne erregen bekanntlich stärkere Aufmerksamkeit. Nach 5 dieser 0,5-s-Töne mit je 0,5 s Unterbrechung tritt eine Pause von 5 s ein, danach wiederholt sich das Signal. Es kann jederzeit durch Schließen der Tür unterbrochen werden. Sofern Öffnen und Schließen innerhalb von weniger als 5 s aufeinanderfolgen, unterbleibt das Signal. 5 s erwiesen sich für den skizzierten Einsatzfall als günstig; kürzere und auch längere Zeiten läßt das Potentiometer zu. Wenn für andere Zwecke Zeiträume in der Größenordnung einer Minute ohne Signal gewünscht werden, schaltet man IT einfach von OB auf OC um. Die Tonimpulse fol-

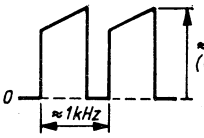


Bild 4.2
Tonfrequenz am Anschluß DC: Sie kann in ihren Low-Zeiten über eine Diode zur Steuerung eines Transistors benutzt werden

gen in diesem Fall wieder im 0,5-s-Abstand, sofern man die gleiche Einstellung wie in der ersten Variante beibehält, jedoch nach der Verzögerungszeit von in diesem Fall $10 \cdot 5 = 50$ s. Falls mit Batterie gespeist wird, kann durch zusätzliches Verbinden der Basis des Transistors mit Ausgang OB wieder im Sinne der ersten Variante „getort" werden. Dann folgen 5 Tonpulsen 5 s Pause usw. Zur Schaltung selbst: Die im Oszillator des *E 355 D* erzeugte Tonfrequenz steht gemäß Bild 4.2 am Anschluß DC zur Verfügung. Dieses Signal legt in seinen Low-Zeiten über die Planardiode ($U_F < U_{be}$, sonst gestrichelt angedeutete Diode vor der Basis einfügen) die Basis des Verknüpfungs- und Verstärkertransistors periodisch an Masse. In der übrigen Zeit fließt in den Transistor von Plus her über den 100-kΩ-Widerstand (Richtwert) Basisstrom, sofern die weiteren angeschlossenen Ausgänge hochliegen und genügend kleinen Sperrstrom aufweisen. (Andernfalls muß der Wert des Basiswiderstands entsprechend verringert werden.) Im Kollektorkreis befindet sich eine kleine Ohrhörerkapsel (im Muster 400 Ω), die bei niedrigem Energiebedarf die DC-Frequenz als gut hörbaren Ton abgibt. Weitere Stromverringerung ist bei Bedarf durch den angedeuteten Serienwiderstand möglich; die Diode schützt den Transistor in gewohnter Weise vor hohen Induktionsspannungen. Dieser Ton würde nun ständig gehört werden, wenn das nicht einige Schaltungsmaßnah-

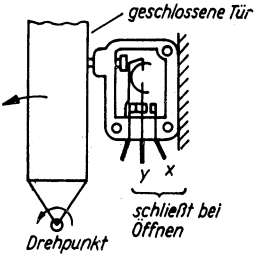


Bild 4.3
Mikrotaster im Einsatz für die Schaltung nach Bild 4.1

men verhinderten. Hauptsächlich bewirkt der die gesamte Einrichtung bei Öffnen der Tür einschaltende Mikrotaster (Bild 4.3), daß die Schaltung im Bereitschaftsbetrieb ruhestromfrei ist. Bis auf die ersten Funktionsmuster des *E 355 D* hat der Schaltkreis eine u. a. für den vorliegenden Zweck sehr günstige Eigenschaft: Er läßt sich unter gewissen Randbedingungen über die Betriebsspannung starten. Außerdem werden bei Anschalten der Betriebsspannung alle Teiler in ihre Ausgangslage gebracht. Die erforderliche begrenzte Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von 0,05 V/μs zur einwandfreien Funktionsvorbereitung ist meist schon durch den Batterie-Innenwiderstand in Verbindung z. B. mit einem 100-μF-Kondensator einzuhalten. Der Eingang ISt muß auf L liegen, damit der gewünschte Vorgang ab Einschaltaugenblick abzulaufen beginnt. Für den geschilderten Zweck ist die Betriebsart „astabiler Multivibrator" die geeignetste. Ihre Programmierung lautet: IC auf H, IB auf H, IA auf L. Bleiben IC und IB unbeschaltet, so ist damit praktisch der H-Forderung Genüge getan. IA wird an Schaltkreismasse gelegt. Gemäß Bild 4.4 und Bild 3.20 ergibt sich in Verbindung mit den eingestellten Werten am Oszillator nun bei Einschalten dieses Verhalten: Alle Ausgänge schalten auf L, außer $\overline{\text{ORs}}$, der als invertierender Ausgang zu ORs auf H geht. Ebenfalls auf H schaltet OS, der hier nicht benutzte Setzausgang. Nach $t_v/2$ (im vorliegenden Beispiel also nach etwa 5 s) geht ORs in dieser Betriebsart erstmals für 5 s auf H, dann wieder für 5 s auf L usw. Das entspricht der eingestellten Funktion „astabiler Multivibrator". Im Unterschied zu anderen Funktionsarten des *E 355 D* wird bei dieser Betriebsart ORs nicht jeweils für die Zeit t_v (entsprechend dem Wert der Oszillatorperiodendauer, multipliziert mit dem Teilerverhältnis) auf L geschaltet, sondern jeweils nur für $t_v/2$. Daher auch 1024 Hz als exakte Oszillatorfrequenz und nicht 2048 Hz! Da nun die Basis des Verstärkertransistors außer (über 100 kΩ) mit Plus und

Bild 4.4 Impulszuordnung für die Schaltung nach Bild 4.1

über die Diode mit DC noch (direkt) mit ORs verbunden ist, wird sie von ORs erst nach $t_v/2 = 5$ s erstmals freigegeben und damit von der Oszillatorfrequenz angesteuert. Das ergibt zunächst einen Dauerton. Eine einfache zusätzliche Verbindung der Basis mit Ausgang OA, der die um 1024:1 geteilte Oszillatorfrequenz mit Tastverhältnis 1:1 führt (also je 0,5 s L und 0,5 s H) bringt das gewünschte, Aufmerksamkeit fordernde 0,5-s-Takten des Tons.

Das Starten und Stoppen der Einrichtung durch Schalten der Betriebsspannung ist nun sowohl nützlich (im Sinne des Energiebedarfs besonders bei Batteriebetrieb) wie notwendig. Andernfalls (wenn der Türkontakt nur mit ISt verbunden wäre) lägen alle Ausgänge im „Ruhezustand" auf H, und der Transistor würde ständig von DC her mit der Tonfrequenz gesteuert.

In der Realisierung unter Amateurbedingungen (also „Einzelstück") ließ der benutzte Schaltkreis gleich drei Übertretungen seiner Einsatzbedingungen zu (gemäß Hinweisen läßt sich das in der Schaltung aber auch alles „standardgerecht" berücksichtigen): Zum einen blieb er an einer normalen Flachbatterie noch bis zu 3,95 V funktionsfähig. (Achtung – Flachbatterien sind für Neuentwicklungen nicht mehr zulässig!). Unterhalb dieser Spannung arbeitete nur noch der Oszillator. Das Gerät lieferte damit ein unverzögertes Signal (war also prinzipiell noch einsetzbar). Zum anderen gab es auch ohne Maßnahmen zur Spannungsanstiegsbegrenzung keine Probleme. Schließlich aber setzt die gezeigte Dimensionierung (100 kΩ Basiswiderstand) voraus, daß der

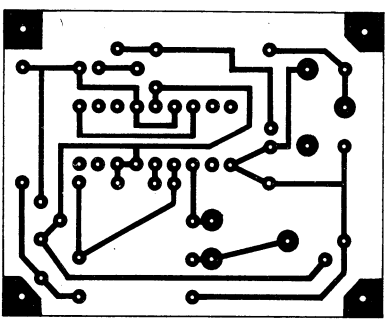


Bild 4.5 Leiterbild zur Schaltung nach Bild 4.1

Sperrstrom von ORs und von OA genügend tief unter dem TGL-Grenzwert von 250 μA bleibt, was im üblichen Einsatztemperaturbereich (weit unter 85 °C) ohnehin gegeben ist, siehe Abschnitt 6. Bisher tauchte jedenfalls beim Autor noch kein Exemplar auf, bei dem I_{sperr} über 1 μA lag.

Da der beschriebenen Schaltung größeres Interesse gewiß sein dürfte (man bedenke, wieviel mehr Aufwand andere Schaltungslösungen dieses Problems erfordern würden!), gibt Bild 4.5 ein geeignetes Leiterbild wieder. Bestückt wird gemäß Bild 4.6. Die Leiterplatte enthält ein bei Bedarf einsetzbares Verzögerungsglied (etwa 1 bis 4,7 Ω Vorwiderstand und 100 μF). Bild 4.7 zeigt ein Muster. Maßgebend für die stromlaufplangerechte Bestückung ist jedoch Bild 4.6.

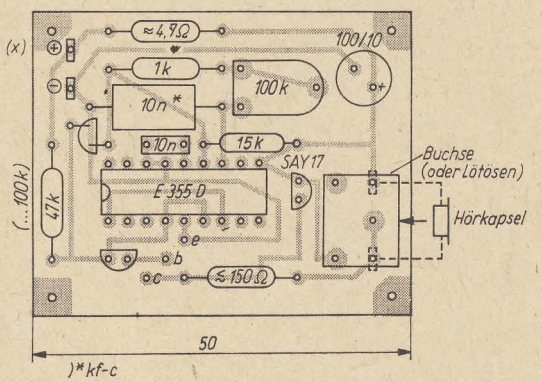


Bild 4.6 Bestückungsplan zur Schaltung nach Bild 4.5

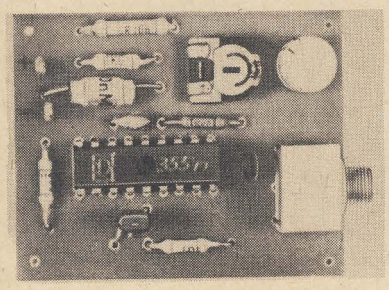


Bild 4.7
Versuchsmuster zur Schaltung nach Bild 4.1 (für Bestückung ist Bild 4.6 maßgebend!)

4.2. Alarmgeber mit Verzögerung und Zeitbegrenzung

Ähnlich der Lösung nach Abschnitt 4.1. läßt die in Bild 4.8 wiedergegebene Schaltung dem kundigen Benutzer eine gewisse Zeit, um die dieses Mal (unter anderem) mit dem Startereingang verbundene Tür o. ä. zu öffnen, ohne daß das bereits akustisch signalisiert wird. Im Unterschied zu der Schaltung nach Abschnitt 4.1. hilft es jedoch nichts, wenn danach sofort wieder geschlossen wird. Jetzt muß vielmehr ein – z. B. versteckt angebrachter oder auch nur über Schlüssel, Magnetfeld, Licht oder eine andere Eingriffsart aktivierter – Taster oder Schalter zwecks Löschen betätigt werden. Dieses Rücksetzen ist hier identisch mit dem Unterbrechen der Stromversorgung. Für die Zeit, in der das geschehen kann, stehen in der vorgeschlagenen Dimensionierung wieder etwa 5 s zur Verfügung. Die Möglichkeit des Batteriebetriebes wird in dieser Schaltung noch durch den Umstand begünstigt, daß sich die gesamte Anlage auch im Alarmfall nach einer wählbaren Zeit wieder selbsttätig abschaltet. Eine ver-

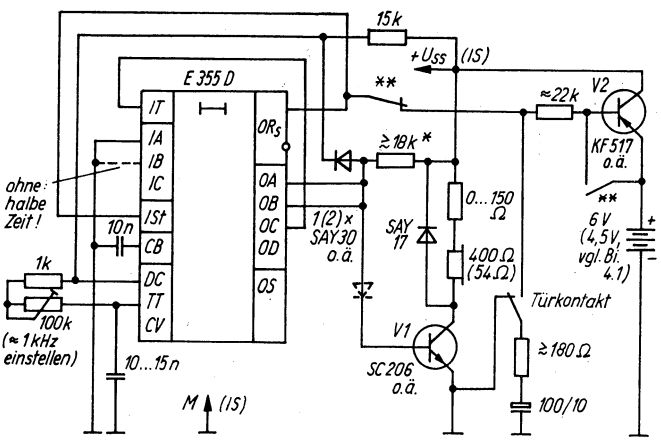


Bild 4.8 Alarmgeber mit Verzögerung und zeitbegrenztem Signal; für vorzeitiges Unterbrechen wurden zwei Varianten eingezeichnet

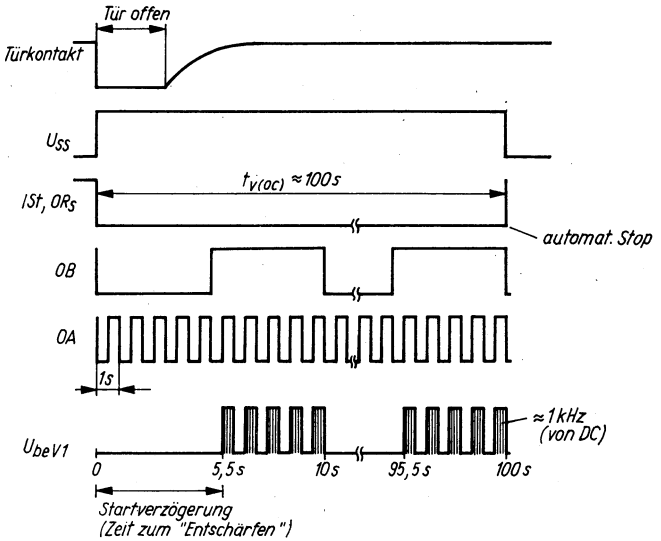


Bild 4.9 Impulsbild zum Alarmgeber

nünftige Zeitspanne dafür sind z. B. 100 s. Sie ergeben sich bei 5 s „Totzeit", wie sich noch zeigen wird, zwangsläufig, wenn man die Funktion 4 (Kippfunktion, IC = H, IB = L, IA = L) programmiert.

Nach Bild 4.8 ist die Basis des Tontransistors V1 mit den wieder „wired-AND"-verknüpften Ausgängen OA und OB sowie (zur Entkopplung dieses Anschlusses) über Diode mit DC verbunden. DC allein ergibt sofort ab Start Dauerton, OB verzögert den Ton um 5 s, und OA unterbricht den dann jeweils 5 s andauernden Ton noch im Sekundenrhythmus. Das Gesamtverhalten geht aus dem Impulsdiagramm nach Bild 4.9 hervor. Der entscheidende Unterschied zu der Schaltung nach Abschnitt 4.1. besteht nun im Schalttransistor V2. Er ist ein pnp-Typ. Über ihn wird die Einrichtung bei Start an Betriebsspannung gelegt. Das bewirkt die nichtrastende Taste, die aber ebensogut danach eingeschaltet bleiben kann. Infolge des Startkondensators erzeugt sie lediglich einen kurzen Stromstoß in der Basis-Emitter-Strecke von V2, worauf dieser den Selbsthaltemechanismus ISt = L, ORs = L,

damit Basis über Vorwiderstand an L auslöst. Es ist sinnvoll, die Taste als Mikrotaster mit Umschaltkontakt auszuwählen. Dann kann ein relativ kleiner Entladewiderstand vorgesehen werden (s. Bild 4.8). Das sichert nahezu sofortige Wiederbereitschaft. Legt man den Widerstand in Serie zum Kondensator, so begrenzt er sowohl den Entladestrom (Kontakt wird geschont) als auch den Strom durch ORs. Er muß also mindestens den Wert $U_B/50$ mA haben, d. h., er sollte sicherheitshalber nicht kleiner als etwa 180 Ω sein.

Vorzeitiges Abbrechen des mit dem Starten (bei Öffnen der Tür wird der Startkondensator in den Basiskreis geschaltet) eingeleiteten Vorgangs geschieht mit dem in die Schaltung nach Bild 4.8 in zwei Varianten eingezeichneten Schalter. Eine der beiden Möglichkeiten steht zur Wahl: Der im Basiskreis in Richtung ORs liegende Ruhekontakt oder der Arbeitskontakt parallel zur Basis-Emitter-Strecke. Nach Ablauf der genannten 100 s geht ORs, der seit Start auf L lag und damit das Selbsthalten der Schaltung übernahm, wieder auf H. Damit wird auch die Stromzufuhr über V2 unterbrochen, und die Batterie ist völlig entlastet. Bei einem Grenzwertexemplar des *E 355 D* bzw. (und) bei hoher Einsatztemperatur funktioniert dieses Prinzip nicht mehr. Der höhere Sperrstrom in solch ungünstigem Fall erfordert dann einen Ableitwiderstand parallel zur Basis-Emitter-Strecke von V2. Bei 250 μA dürfte er nur noch 1,5 kΩ betragen, und der Vorwiderstand wäre auf 8,2 kΩ zu verringern. Dieser unerwünschte Strom würde nun aber ständig fließen und die Batterie belasten. Glücklicherweise – siehe Abschnitt 6. – tritt aber ein solcher Grenzfall kaum auf, bzw. es gibt Gegenmaßnahmen. Eine Halbierung der gesamten Signalzeit ohne Veränderung der sonstigen Eigenschaften (Verzögerungszeit, Tonfrequenz, Pulsgruppen) erhält man durch einfaches Auftrennen der Verbindung IB – Masse. Das ergibt nämlich die entsprechend Abschnitt 4.1. benutzte Funktion „astabiler Multivibrator", Erläuterungen siehe dort.

4.3. Signalgeber für die Dunkelkammer

Ein kompletter Dunkelkammerbelichtungsschalter bewirkt selbsttätig, daß die Belichtungslampe nur für die Dauer der vorgewählten Zeit eingeschaltet ist. Der Selbstbau einer solchen Ein-

richtung multipliziert die Probleme Netzkreissteuerung und Feuchtraum miteinander. Es schien geraten, sie wieder zu trennen. Während dem Steuern von Netzkreisen ein gesonderter Abschnitt in dieser Broschüre vorbehalten ist, wird hier zunächst nur ein dem Dunkelkammerzeitbereich angepaßter, völlig ungefährlicher (weil batteriebetriebener) Timer vorgestellt. Man kann ihn — leicht modifiziert — an eine Lampenschaltbox gemäß Abschnitt 7. anschließen, die aber nur unter der Voraussetzung der nötigen Netzkreissachkenntnis selbst hergestellt werden darf! Die übliche Dunkelkammerstufung der Zeitwerte mit $\sqrt{2}$ wurde im Interesse der dekadischen Umschaltung etwas verändert. Wichtig ist weniger der Absolutwert als seine Reproduzierbarkeit.

Der Timer hat folgende Merkmale:

- Belichtungszeiten in (etwa) $\sqrt{2}$-Sprüngen gestaffelt,
- Einstellen der gewünschten Zeit an einem zweigeteilten 1-Ebenen-Drehschalter mit 24 Kontakten (oder auch über entsprechend viele gegenseitig auslösende rastende Tasten),
- Start durch Einschalten der Batteriespannung,
- Ausgabe eines akustischen Signals bei Erreichen der vorgewählten Zeit,
- Abschalten des Signals durch Abschalten der Batterie („Quittieren").

Durch dieses Verhalten werden in vorteilhafter Weise über einen Einschalter Funktion und Batteriebelastung gekoppelt. Das akustische Signal mahnt abschließend immer zum Ausschalten.

Gegenüber einem kompletten Belichtungsschalter nimmt die folgende Zeitskale auf Reaktionszeit (nach „unten") und Wartezeit (nach „oben") Rücksicht. So beginnt die Zeitskale erst bei 1 s und reicht bis 68 s bzw. 6,8 min. Da Einschalten des Geräts und Start der Funktion miteinander gekoppelt sind, wurde wieder Funktion 4 (Kippfunktion, IC = H, IB = L, IA = L) gewählt. ORs geht also ab Start auf L, bis t_V erreicht ist. Somit kann – wie bereits entsprechend Abschnitt 4.1. oder Abschnitt 4.2. – der Oszillatorton über ein Transistor-„AND" ausgegeben werden, sobald ORs am Ende von t_V wieder auf H geht. Nun besteht zu Abschnitt 4.1. und Abschnitt 4.2. allerdings ein wesentlicher Unterschied. Man könnte bei 2 s Mindestzeit zwar von einer höchsten Oszillatorfrequenz von 1024 Hz ausgehen (Verbindung OA – IT). Dann würde bei OB – IT noch der Bereich 10 s bis 68 s

(oder – entsprechend am Schalter verknüpft – 10 s bis 47 s) gewählt werden können, für OC – IT jedoch käme man in die „unbequemen" Werte 100 bis 680 s. Es sei denn, das würde mit einem größeren Aufwand an R_B-Widerständen korrigiert. Beginnt der Timer aber mit OB – IT als erstem Bereich, so liegt der bei Bedarf noch nutzbare dritte durch die Teilung 6:1 zwar günstig in Minutenteilung (1 – 1,5 – 2,2 – 3,3 – 4,7 – 6,8 min), doch die Generatorfrequenz erreicht 10240 Hz. Und 10 kHz ist schon für manchen nicht mehr allzu gut hörbar. In diesem Fall hilft Ausgang $\overline{ORs}$. Da bei 1 s Mindestzeit Laufzeiten bereits vernachlässigt werden können, liegt er praktisch vom Start bis zum Erreichen

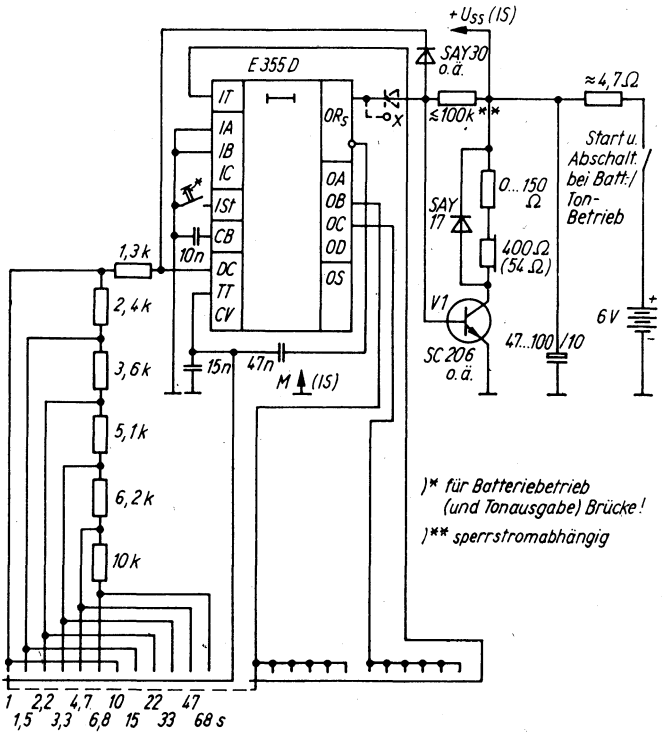


Bild 4.10 Signalgeber für die Dunkelkammer; Variante für 24poligen 1-Ebenen-Schalter ohne OD (also nur bis 68 s)

von t_v hoch. Eine Maßnahme, die ähnlich auch in der noch folgenden Schaltung in Abschnitt 4.5. angewendet wird, „transponiert" nun ab t_v die Oszillatorfrequenz in einen besser hörbaren Bereich. Das geschieht mit dem zusätzlichen Oszillatorkondensator zwischen TT und $\overline{\text{ORs}}$. Wählt man ihn bei 15 nF Grundbeschaltung z. B. zu 47 nF, so sinkt die höchste Oszillatorfrequenz auf rund 25% oder 2,5 kHz. Die niedrigste Tonfrequenz nach Abschalten bei t_v liegt dann bei 370 Hz. Das sind gut hörbare und auch von Telefon- oder Ohrhörerkapseln mit brauchbarem Wirkungsgrad umsetzbare Töne. Die Zuordnung der Tonhöhe zur eingestellten Zeit (je länger, um so tiefer) liefert eine zusätzliche Information zur gerade benutzten Zeitstufe (Wirkmechanismus und Grenzen s. Abschn. 6.). Bild 4.10 zeigt den Stromlaufplan dieses relativ einfachen Geräts. Wenn auch viele Exemplare des *E 355 D* noch durchaus mit einer Flachbatterie von 4,5 V auskommen, so empfiehlt es sich bei dieser Anwendung doch, z. B. mit drei 2-V-Taschenlampenakkumulatoren zu speisen. Mit 6 V Nennspannung liegt man dann „mitten im Betriebsbereich", und auch die Langzeitkonstanz dieser Spannung ist gut. (Für *P 355 D* bei 6 V Diode zur *U*-Verringerung einfügen!)

Im Interesse sauberen Setzens beim Einschalten der Betriebsspannung enthält die Schaltung wieder ein *RC*-Glied zur Verringerung der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. (Zur Frage des Einflusses eventuell höherer Sperrströme von $\overline{\text{ORs}}$ wurden bzw. werden an anderen Stellen dieser Broschüre Hinweise gegeben, vgl. vor allem Abschnitt 6. Der 47-nF-Kondensator ist dann über einen von ORs gesteuerten Transistor zu schalten! In diesem Fall zwischen ORs und Basis von V1 gestrichelte Diode einfügen; Basis des zweiten Transistors von Punkt X aus im Sinne von Abschnitt 6. steuern.) Für die Erweiterung zum Steuerteil für die Belichtungslampe können auch kleinere Zeiten einbezogen werden. Das geschieht durch eine zusätzliche Schalter-„Dekade", so daß jetzt eine zweite Schalterebene gebraucht wird (Bild 4.11). Die Teilerebene bewirkt dann, daß für die erste Stufengruppe die Verbindung IA – IT geschaltet wird. 24polige Drehschalter lassen eine weitere „Dekade" nach oben zu, wobei auf der Teilerebene IT mit OD zu verbinden ist. Jetzt sollte der Wert 68 s übersprungen werden, da als nächster Wert 1 min zur Verfügung steht (usw. bis 6,8 min).

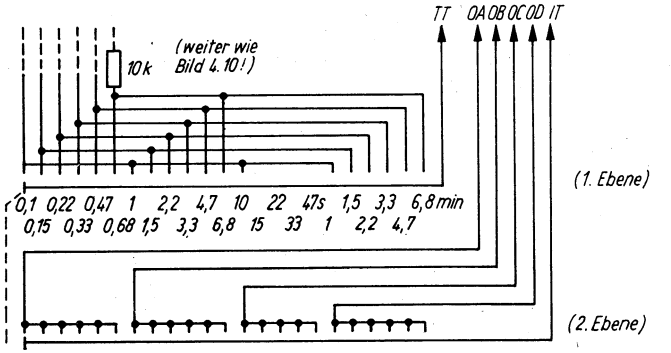


Bild 4.11 Erweiterung des Zeitbereichs der Schaltung nach Bild 4.10 für Automatikbetrieb (kleinere und größere Zeiten)

Besonders bei längeren Zeiten ist eine Ablaufkontrolle wünschenswert. Sie läßt sich in der bereits vom Hersteller vorgesehenen Weise am Anschluß OA über eine Leuchtdiode realisieren. Ihr Vorwiderstand sollte allerdings, um störende Einflüsse auf das Fotopapier zu vermeiden und da sie sonst auch blenden würde, zu wenigstens 1 kΩ gewählt werden. Das kommt im speziellen Betriebsfall (Batterie) auch der Schonung der Spannungsquelle entgegen. Wer unabhängig von Batteriewechsel werden möchte, steht trotz käuflicher Klingeltransformatoren weiterhin vor dem Problem des Feuchtraums. Übliche Klingeltransformatoren sind dafür bekanntlich nicht geeignet. Es gibt jedoch einen in letzter Konsequenz sogar sehr sinnvollen Ausweg: Der Transformator wird außerhalb der Dunkelkammer angeordnet, in die man nur eine Niederspannungsleitung führt. Gleichrichten, Sieben und das in diesem Fall empfehlenswerte Stabilisieren dieser Spannung geschieht im Timer. Nun steht auch mehr Energie zur Verfügung, z. B. für den Betrieb eines Optokopplers im Sinne von Abschnitt 7. (Der Ausgang ORs des zur Schaltung erweiterten Timers arbeitet dann mit V1 als Treiber für den Eingang des Optokopplers, oder die Kopplerdiode wird von Plus her über einen Strombegrenzungswiderstand an den während der Schaltzeit auf L liegenden Ausgang ORs gelegt).
Ein solches Netzteil ist außerdem Voraussetzung für Dauerbetrieb, und es gestattet auch, den Schaltkreis bei Bedarf mit

einer anderen Programmierung zu betreiben. Da der Einschalter jetzt doch ständig angeschaltet sein wird, startet man den Schaltkreis in der dafür normalerweise auch vorgesehenen Art, nämlich im Fall der für Dunkelkammerzwecke sinnvollen Funktion 4 mit einem HL-Impuls an ISt. Danach kann ISt bei dieser Funktion wieder auf H stehen. Nachtriggern ist nicht möglich, Fehlbedienung wird also erschwert. Selbstverständlich kann auch jetzt noch (oder zusätzlich) das akustische Signal abgegeben werden. Haupteinsatzfall wird aber das potentialfreie Einkoppeln eines Steuerbefehls in eine Netzschaltbox für die Dunkelkammerlampe sein.

4.4. Timer mit Ende-Signal und verzögertem Selbstabschalten

Eine interessante Variante des Impulsstarts mit Selbsthaltung und (nach t_V) automatischem Abschalten kann – wenn gewünscht – ähnlich Abschnitt 4.2. auch bei einem Timer mit akustischem „Ende"-Signal zur Batterieschonung angewendet werden. Sie ist nicht nur für den gerade vorliegenden Einsatzfall von Interesse. Dazu programmiert man wieder (wie soeben) die Kippfunktion und verbindet – wie bei der Schaltung nach Abschnitt 4.2. – das (Impuls-)Starten des Geräts mit dem Einschalten des Batteriekreises. ISt ist wieder mit ORs gekoppelt. Der Batteriekreis wird analog der Schaltung entsprechend Abschnitt 4.2. – über einen Transistor eingeschaltet. ISt darf wegen der eingestellten Kippfunktion weiterhin an Minus liegen.
Nach Ablauf der Zeit t_V geht ORs wieder auf H, so daß auch der Steuerstrom für den Batteriekreistransistor von ORs her aufhört. Ein akustisches Signal würde also am Ende des Vorgangs gar nicht mehr möglich sein. Man kann jedoch das Abschalten verzögern. Während dieser Zeit läßt sich dann wieder ein (über $\overline{\text{ORs}}$ auch „frequenztransponiertes") Signal abstrahlen. Für Zeiten von einigen Sekunden genügt weiterhin der einstufige „Batterieschalter", lediglich ergänzt um einen Kondensator von etwa 100 μF. Bild 4.12 zeigt den vollständigen Stromlaufplan dieses Timers mit begrenzter „Ende"-Signalzeit. Bild 4.13 gibt das Impulsdiagramm wieder. Das Transistor-„AND" wird bei Übergang von ORs auf H für das Signal freigegeben. Die Diode

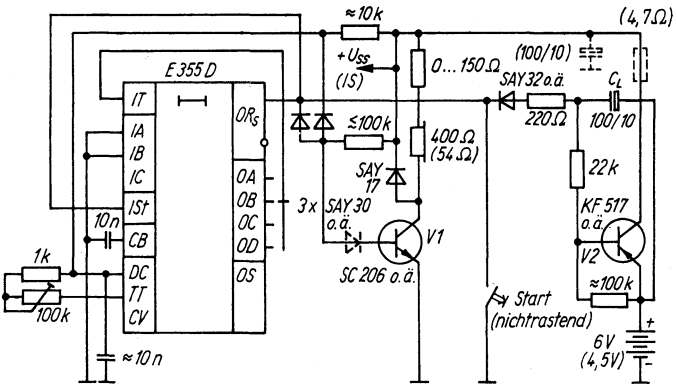


Bild 4.12 Timer mit Ende-Signal und verzögertem Selbstabschalten

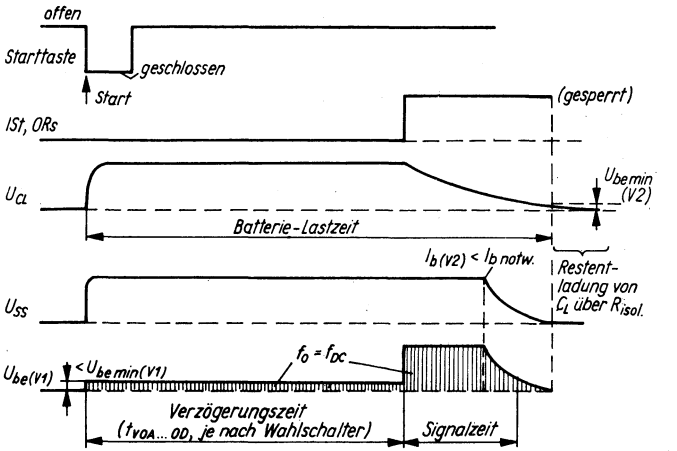


Bild 4.13 Ablaufdiagramm zum Timer

vor ORs ist hier nötig, damit der Automatik-Transistor V2 nicht über den Basispfad von V1 weiter durchgeschaltet wird! Die Diode im Basiszweig von V2 schließlich blockiert Einflüsse von C_L auf ISt. Zur Dimensionierung unter Sperrstromeinfluß siehe u. a. Abschnitt 6.

4.5. Timer für längere Zeiten mit automatischer Taktumschaltung

Als Beispiel für die Funktion Ausschaltverzögerung des *E 355 D* (I_C = L, I_B = H, I_A = H) zeigt Bild 4.14 eine Schaltung, die mit nur einem *E 355 D* nicht nur lange Verzögerungszeiten zu realisieren gestattet, sondern trotz der dadurch bedingt niedrigen Taktfrequenz am Ende wieder ein akustisches Signal abgibt. Dieser Timer hat keine Quarzgenauigkeit. Auch ist zu beachten, daß bei der Funktion „Ausschaltverzögerung" der Ablauf erst nach Loslassen der Starttaste einsetzt. Dafür kann aber bei Bedarf „nachgetriggert", also die Zeit verlängert werden. Die Startzeit (Drücken, Loslassen) ist gegenüber den hier gewünschten längeren Zeiträumen aber zu vernachlässigen. Bei Bedarf stehen auch andere Programmierungen zur Verfügung. Im zunächst realisierten Muster war neben den entsprechenden Widerständen ein MKL-Kondensator mit 1 μF Kapazität frequenzbestimmendes Bauelement. Dieser Kondensator wird im vorliegenden Beispiel jedoch nicht einfach zwischen TT und Masse gelegt. Er wird vielmehr an den Ausgang ORs angeschlossen. Das erinnert an eine Lösung entsprechend Abschnitt 4.3. (Zu ihrem Mechanismus und

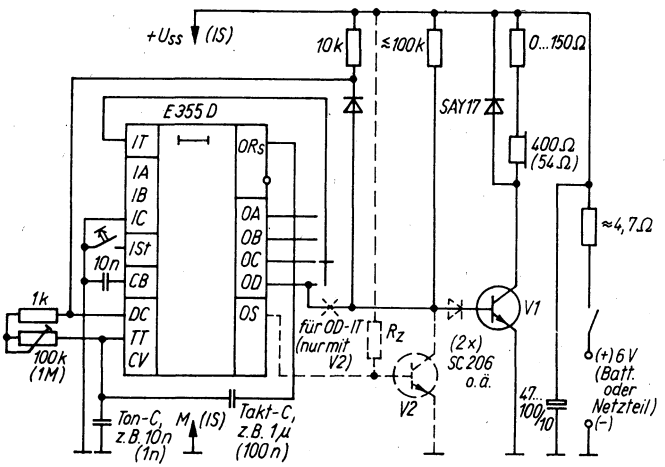


Bild 4.14 Timer mit automatischer Taktumschaltung

zu ihren Grenzen s. Abschn. 6.) Bei dieser Schaltung bot sich eine Trennung der Funktionen Taktumschaltung und Tonsteuerung an. Die Basis des Tontransistors V1 wurde zur Signalsperre bis zum Erreichen der eingestellten Verzögerungszeit an OD gelegt. Dieser Ausgang bleibt, wenn OA, OB oder OC mit IT verbunden ist, bis t_V auf L. Soll die mit OC – IT erreichte Zeit jedoch versechsfacht werden und will man die Trennung beibehalten, so ist die Basis auf andere Art zu sperren. Das und damit die Zeitverlängerung läßt sich aber z. B. schon mit einem zusätzlichen Plasttransistor und einem Widerstand „erkaufen". Diese Erweiterung wurde in die Schaltung entsprechend Bild 4.14 bereits eingetragen (V2, R_Z). Die Verbindung der Basis mit OD ist dabei aufzutrennen. Man beachte, daß der 100-kΩ-Basiswiderstand je nach Ausgangssperrstrom im Wert verringert werden muß!

Die Einheit hat zwei Schalter: den Batterieschalter und die Starttaste. Bei Anschluß der Batterie (bzw. eines Netzteils, falls häufig lange Zeiten zu realisieren sind oder wenn man außerdem ein anderes Gerät zeitbegrenzt starten will) ertönt zunächst sofort das Ende-Signal. Es zeigt damit Bereitschaft an. Da bei

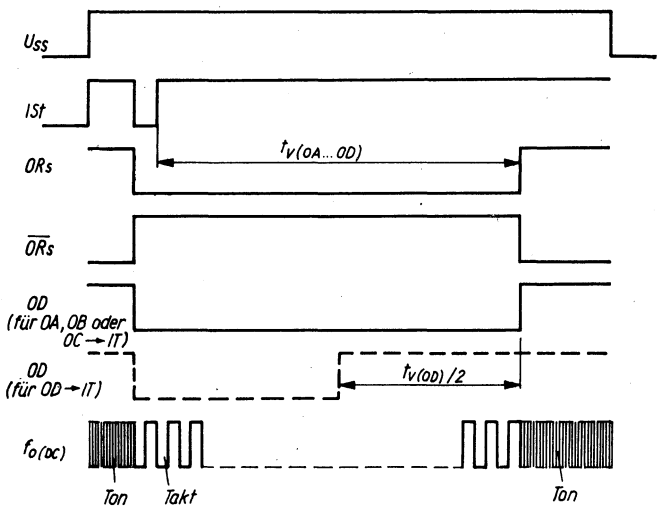


Bild 4.15 Ablaufdiagramm zum Timer mit Taktumschaltung

offenem Eingang ISt mit Einschalten der Betriebsspannung alle internen Teiler automatisch gesetzt werden, liegen die Ausgänge OA bis OD und ORs auf H. $\overline{\text{ORs}}$ führt demgemäß L. Sofern dort (unter Berücksichtigung der begrenzten Belastbarkeit) eine Betriebsanzeige angeschlossen ist (nicht eingezeichnet), leuchtet diese daher. Das ist für Fälle interessant, bei denen man mit dem Gerät lediglich einen zeitbegrenzten Vorgang starten möchte, dessen Ende aber nicht akustisch angezeigt werden muß. Die Leuchtdiode, die beim Start verlischt, leuchtet dann wieder nach Ende der aktiven Zeit. Da nun zunächst OD und ORs gesperrt sind (bei entsprechend kleinen Sperrströmen), ist der Tonausgangstransistor aktiv, und der Taktkondensator liegt an H, hat also keine Wirkung. Bild 4.15 soll Ausgangszustand, Startverhalten und Zeitablauf nochmals verdeutlichen. Da bis zum manuellen Start über die nichtrastende Taste (die ISt kurzzeitig an Masse legt) der Taktkondensator wirkungslos ist, entsteht die vom „Tonkondensator" erregte Frequenz. Man beachte, daß zwischen dem Wert des Potentiometers für die Zeit-Feineinstellung im durch den Taktkondensator abgesteckten Frequenzbereich und dem Wert des „Tonkondensators" gewisse Kompromisse nötig sind. Das ist dann der Fall, wenn das Potentiometer einen größeren Zeitbereich bis zur Umschaltung überstreichen soll. Man muß hier ohnehin mindestens zwei Fälle unterscheiden, die vom gewünschten Anwendungszweck abhängen.

Fall 1: Eine einzige Verzögerungszeit, die immer wieder benötigt wird, ist zu realisieren. Dann gibt es keine Probleme. Man bestimmt zunächst die für die gewünschte Verzögerungszeit erforderliche Teilung unter der Voraussetzung, daß größere Kondensatoren als 10 μF mit geeigneten elektrischen Eigenschaften und in einigermaßen langzeitstabilen Versionen nicht verfügbar sind und daß man möglichst (auch aus Platzgründen) nicht über 1 μF gehen sollte. Da aus anderen Gründen sehr hochohmige Widerstände zu vermeiden sind, wird zunächst vom größtmöglichen Teilerverhältnis ausgegangen. Dieses liegt bekanntlich für den *E 355 D* allein bei $600 \cdot 1024$ oder bei 614400. Für einen 1-Hz-Takt bedeutet das über 170 h Verzögerungszeit. Mit einem Gesamtwiderstand R von z. B. maximal 100 kΩ ($= R_A + 2R_B$) erhält man mit $C = 1\,\mu$F eine Taktfrequenz von $f \approx \dfrac{1{,}44}{C \cdot R} \approx 14{,}4$ Hz,

woraus sich eine Maximalzeit von 11,85 h ergibt. Sie lassen sich durch leichtes Vergrößern von R auf 12 h bringen. 12-h-Timer aber sind durchaus von Interesse.

Für den Tonkondensator ergibt sich mit einer über mittelohmige Hörkapseln als sinnvolle Signalquellen gut abzustrahlenden Frequenz zwischen etwa 500 und 1500 Hz ein Wert von $\frac{14{,}4}{500}$ µF bis $\frac{14{,}4}{1500}$ µF oder rund 10 nF bis 27 nF. Die Schaltung nach Bild 4.14 entspricht damit, wenn OD auf IT zurückgeführt wird, diesem 12-h-Timer.

Wichtige Hinweise: Bei dieser und allen anderen Einsatzfällen, bei denen nach Start der Starteingang ISt wieder frei liegt, muß dieser Eingang von Fremdspannungen geschützt werden, da diese den Vorgang vorzeitig beenden können (Anfassen genügt u. U., besonders bei Betrieb mit Netzteil!). Das wird dann vom Signalgeber angezeigt. Auch das Zuführen eines L-Signals an den Teilereingang IT unterbricht den Ablauf vorzeitig, wenn die verstrichene Zeit den halben Gesamtwert überschritten hat. Dann wurde nämlich der mit IT verbundene Ausgang von ursprünglich L bereits auf H geschaltet; beim zweiten L aber reagiert ORs.

Man kann die H-Spannung an IT wegen des dort vorhandenen pull-up-Widerstands direkt messen. Die anderen Ausgänge „links" vom benutzten lassen sich auf ihren augenblicklichen Zustand nur überprüfen, wenn extern ein solcher Widerstand gegen Plus angefügt wird.

Fall 2: Am Timer sollen unterschiedliche Zeiten einstellbar sein, die maximal um eine Größenordnung variieren. Das bedeutet dann auch die Abgabe eines in diesem Bereich variierbaren Tons. Bei kleineren Zeiten wandert aber die abgestrahlte Frequenz schnell in ungünstige, mit schlechterem Wirkungsgrad wiedergebbare oder auch einfach weniger gut wahrnehmbare Bereiche. Geht man z. B. von 500 Hz aus, so werden am anderen Ende 5 kHz erreicht. In solchen Fällen empfiehlt sich z. B. die Umschaltung des Tonkondensators, wenn man Zeiten an einem der Bereichsenden einzustellen hat, oder man wählt von vornherein besser eine etwas niedrigere untere Frequenz, z. B. 300 Hz, durch entsprechend größeres Ton-C.

4.6. Kurzzeitwecker mit langsamer Taktfrequenz und selbsttätiger Abschaltung

Die im Haushalt am häufigsten vorkommenden Abläufe liegen im Minutenbereich bis zu etwa einer Stunde. Es kommt also darauf an, sowohl im Bereich zwischen einigen zehn Sekunden und einigen Minuten wie auch bei größeren Zeiträumen schnell und genau genug Zeitvorgaben einzustellen. Sofern ein solcher Wecker batteriebetrieben ist, kann man ihn stets in Hörweite plazieren. Der abgegebene Ton muß also weder sehr laut sein noch sehr lange anhalten. Im Gegenteil – zur Schonung der Batterie sollte das Gerät automatisch nur während seiner aktiven Zeiten Batteriestrom benötigen. Die Aufgabenstellung erinnert an den Dunkelkammer-Timer. Allerdings muß jener sich nicht selbst abschalten – die einstellbaren Zeiten sind dort stets klein, und man bleibt in Reichweite. Ein z. B. auf 1 h eingestellter Küchenwecker dagegen könnte, nachdem man auf sein Signal reagierte (oder vielleicht den Vorgang nach Sichtkontrolle schon vorher beendet hat), leicht vergessen werden. Daher ist eine Selbstabschaltung sinnvoll.

Mit der Start- und Verzögerungsschaltung nach Abschnitt 4.4. ist bereits die Aufgabenstellung bezüglich verzögerter Selbstabschaltung mit Tonabstrahlung während dieser Zeit gelöst. Der Timer hat jedoch einige spezielle Eigenheiten, auf die eingegangen werden muß. Sie ergeben sich aus den Zeitforderungen und der Notwendigkeit, wieder einen brauchbaren Signalton zu erhalten. Das war in der Anwendung nach Abschnitt 4.5. bereits durch Umschalten der Taktfrequenz durch den Timer selbst geschehen. Dort war jedoch die Funktion „Ausschaltverzögerung" programmiert worden. Wie sich noch zeigen wird, läßt sich dieses Prinzip nicht ganz problemlos auf die Funktionen „Kipp" und „astabiler Multivibrator" übertragen. Die Ursache – das sei vorweggenommen – liegt in der unterschiedlichen Startflanke.

Der Timer hat nun folgende aus den Einsatzforderungen resultierende Eigenschaften:

- 2 umschaltbare, stufenlos einstellbare Hauptzeitbereiche (bis 6 min und bis 60 min),
- bei Bedarf wählbare „Zeitdehnung" 2:1 besonders für die unteren Zeitgrenzen,

- minimale Zeitspanne für noch verwertbaren Signalton etwa 20 s (mit Zeitdehnung: 10 s),
- Sofortstart durch Kippfunktion (Hauptbereiche) bzw. durch Funktion „astabiler Multivibrator" (Zeitdehnung),
- nichtrastende Starttaste für den Sofortstart beim Drücken; Batterieselbsthaltung über Ausgang ORs während Zählzeit, etwa 6 s Signalton nach Ablauf der eingestellten Zeit über Haltekondensator, dann Selbstabschaltung,
- nur während der Zählzeit leuchtende Ablaufanzeige über Miniaturleuchtdiode mit etwa 2 mA Strombedarf,
- Gesamtstromaufnahme etwa 8 mA (Zählbetrieb) bzw. etwa 10 mA (Signalton)-Musterwerte,
- Stromversorgung 3 x *RZP 2* (6 V), aber im allgemeinen (exemplarabhängig) auch mit Flachbatterie bis unter 4 V.

Gemäß Bild 4.16 kann ein Potentiometer von 100 kΩ oder 1 MΩ eingesetzt werden. Die jeweils größere gerade vorhandene Bauform ist aus Gründen der besseren Einstell-Reproduzierbarkeit

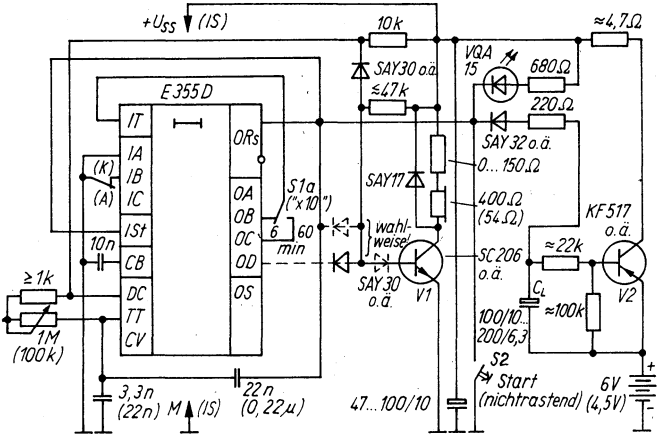


Bild 4.16 Kurzzeitwecker bis 60 min mit selbsttätiger Abschaltung. Wird für unterschiedliche Zeiten etwa gleichbleibende Tonhöhe gewünscht, was die Hörbarkeit bei langen Zeiten verbessert, dann 3,3 n (22 n) entfernen, ≥ 1 k auf 3,9 bis 4,7 k vergrößern und von seinem Verbindungspunkt mit dem Potentiometer 100 nF nach $\overline{\text{ORs}}$ (Anschluß 3 des *E 355 D*) legen! C_T ist der an ORs liegende Kondensator

zu bevorzugen. Der genaue Gesamtwiderstandswert wird durch den Vorwiderstand (Mindestwert 1 kΩ) bei Bedarf vergrößert. Man sollte auf jeden Fall einige Winkelgrade vor Maximum 6 min (bzw. 60 min) erreichen. Nach unten hin ist der Drehbereich ebenfalls nicht voll nutzbar, abgesehen von der bei zu kleiner eingestellter Zeit zu hohen Tonfrequenz am Ende der eingestellten Verzögerungszeit. Da bei einem 100-kΩ-Potentiometer sonst bereits ein (hochwertiger) Kondensator in der Größenordnung von 2,2 μF erforderlich wird, wenn man den ersten Zeitbereich über OA einstellt, wurde von vornherein OB für den 6- und OC für den 60-min-Bereich vorgesehen. Die Möglichkeiten des *E 355 D* sind damit nur zum Teil „gefordert". Es kam bei diesem Objekt jedoch nicht darauf an, ein schwer überschaubares Multifunktionsgerät zu entwickeln. Im Vordergrund stand der praktische Nutzen für einen definierten Aufgabenbereich. Mit $t_{max} = 6\ min = 360\ s$ und einer Teilung von $10 \cdot 2^{10}$ zwischen TT und OB erhält man für $(R_A + 2\ R_B)max$ diese Oszillatorperiodendauer t_{omax}:

$$t_{omax} = 0{,}693 \cdot C \cdot (R_A + 2R_B)_{max} = \frac{360}{10 \cdot 2^{10}}\ s\ .$$

Über $R_A = 10\ k\Omega$ und $R_B \approx 1\ M\Omega$ ergibt sich daraus für C:

$$C_{1M} = \frac{360}{10 \cdot 2^{10} \cdot 0{,}693 \cdot 2{,}01 \cdot 10^6} \approx 25{,}2\ nF\ .$$

Für $R_B \approx 100\ k\Omega$ wird dieser Wert zu $C_{o,1M} \approx 0{,}242\ \mu F$. Beide Werte lassen sich gut mit zwei Standardgrößen zusammensetzen: 22 nF mit 3,3 nF parallel im Fall des 1-MΩ-Potentiometers und 220 nF mit 22 nF für den 100-kΩ-Typ. Bis 22 nF stehen kleine Polyesterkondensatoren zur Verfügung, und für 220 nF ist z. B. noch ein MKL 3 greifbar. Toleranzen fängt man leicht durch Verändern von R_A oder den Vorwiderstand von R_B ab. Die Parallelschaltung der beiden Kondensatoren stellt nun im vorliegenden Fall keinerlei Redundanz dar. Sie wird vielmehr „differenziert" genutzt.

Während der kleinere der beiden Kondensatoren von TT aus direkt an Masse gelegt wird, führt man den größeren über den Schaltkreisausgang ORs (Abschn. 6. beachten!). Für den gesamten Zeitablauf, bei dem ORs ständig nach Masse durchgeschaltet ist, liegt also auch dieser Kondensator aktiv im Oszillatorkreis.

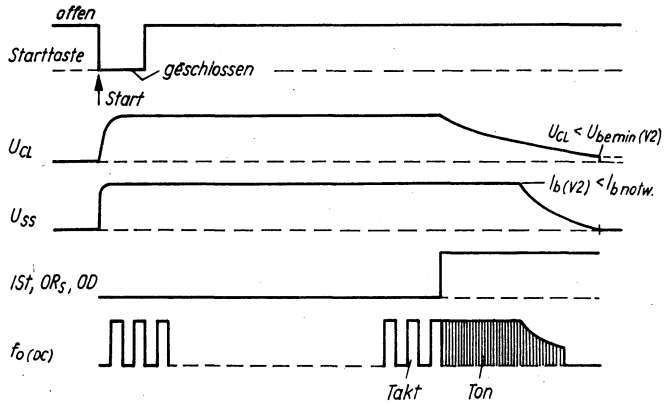


Bild 4.17 Ablaufdiagramm zum Kurzzeitwecker

(Man könnte ihn auch an OD legen!) Man erkennt das leicht aus Bild 4.16 sowie aus dem Ablaufdiagramm nach Bild 4.17. Schaltet ORs auf H, so liegt nur noch der kleinere Kondensator im Oszillatorkreis, und es ertönt ein gut hörbarer Ton. Weiterhin sind in der Schaltung nach Bild 4.16 wieder die bereits bekannten Einzelheiten Tonausgang (gesperrt über ORs oder auch – wahlweise – OD bis t_v, über Diode getaktet von DC) sowie Start- und Halteschaltung für die Batterieautomatik zu erkennen. Sofortiger Zählerstart bei Einschalten (also Kipp- oder Multivibrator-Funktion) bedingt, daß ISt mit an der Starttaste liegt. Er muß bei Erreichen der gewünschten Zeit – man vergleiche die entsprechenden Impulsbilder in Abschnitt 3. – wieder mit auf H gezogen werden, zumindest bei Multivibratorbetrieb. Andernfalls würde er weiterlaufen. Unter anderem durch die Batterieautomatik bedingt, ergibt sich bei der Kippfunktion, wenn man ISt fest an Masse legt, nach dem Erreichen von t_v ein instabiler Zustand, der im Mustergerät zu einem blubbernden Dauersignal bei etwa 3,2 V hinter dem Transistor führte. Der Schaltkreis arbeitete also ständig in der Nähe der für die interne I^2L-Schaltung abgeleiteten Betriebsspannung. Aber auch einfaches Verbinden von ISt mit ORs war im speziellen Einsatzfall zunächst nicht möglich. Schuld daran war vor allem der ebenfalls über ORs geschleifte Taktkondensator. Er lieferte bei Erreichen von t_v

aus dem Oszillator heraus einen neuen Startimpuls, der die Schaltung sofort wieder beim Anfangszustand beginnen läßt. Abhilfe brachte in der ersten Untersuchungsphase Vorschalten einer Diode (Anodenseite an ISt) sowie ein Kondensator von 33 nF von ISt nach Masse. Dadurch konnten sich bei $t = t_v$ die von der Oszillatorschwingung kommenden Impulse für ISt nicht mehr auswirken. Man beachte, daß die Dimensionierung für das 1-MΩ-Potentiometer galt, also nur für den 22-nF-Taktkondensator! Nach Einfügen der Überwachungsleuchtdiode von Plus zum Anschluß ORs erwies sich diese Kombination jedoch wieder als überflüssig. Nun übernahm diese relativ niederohmige „H-Quelle" das Sperren von ISt gegen unerwünschten Start vom Oszillator aus. Sie arbeitete auch bei 0,22 μF im Fall eines 100-kΩ-Potentiometers einwandfrei.

Für dieses täglich nutzbare Gerät entstand eine Leiterplatte nach Bild 4.18, die gemäß Bild 4.19 zu bestücken ist.

Der Starttaster befindet sich mit auf der Platte, gehalten durch eine Stecklötöse und einen in sein Polystyrolgehäuse thermisch eingedrückten Draht. Potentiometer (im Muster ein 1-MΩ-Exemplar) und Schalter sind im Gehäuse untergebracht. Das Mustergerät fand in einem Preßstoffgehäuse eines älteren Multiprüfers Platz. (Solche Gehäuse befanden sich 1981 im Handel.) Das ersparte mechanische Arbeit. Die Maße waren nahezu ideal, denn sie reichten neben der Leiterplatte gerade für eine Flachbatterie (für Neuentwicklungen aber gesperrt!) aus. Auf den Einbau eines zweiten *Simeto*-Schalters für die Zeitdehnung wurde

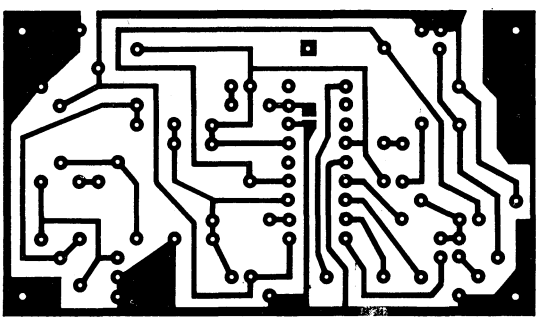


Bild 4.18 Leiterplatte zum Kurzzeitwecker

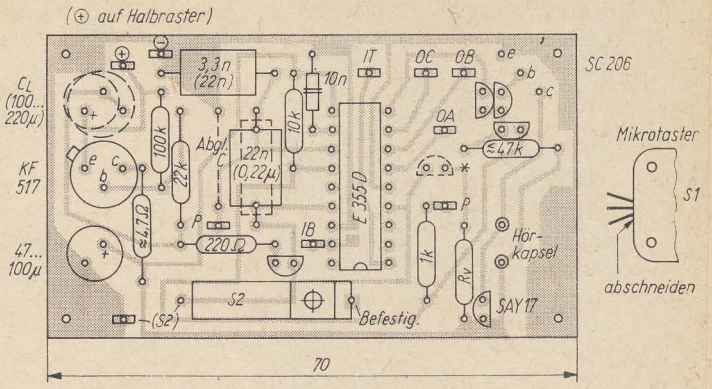
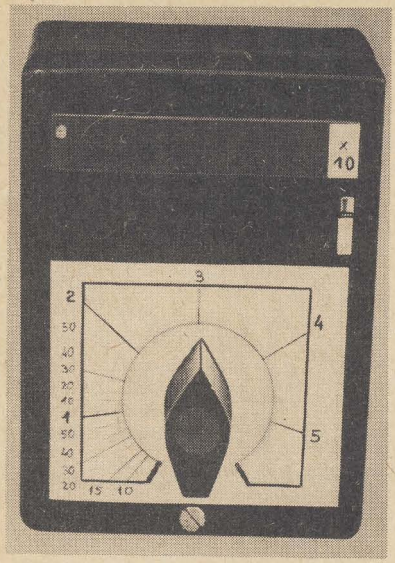


Bild 4.19 Bestückungsplan zur Schaltung nach Bild 4.18. „0 . . . 150 Ω" sind nicht auf der Leiterplatte; wahlweise anschließbare Diode wurde an OD gelegt; Potentiometer an Anschlüsse „P"; 100 µF sind für C_L ausreichend, bei 220 µF müßte *KF 517* 1 Rastereinheit nach unten gerückt werden

vorerst verzichtet. Wie die Fotos (Bild 4.20) zeigen, entstand ein überaus handliches Gerät. Vergleicht man seine Parameter mit anderen früheren Lösungen für ähnliche Zwecke, so wird der durch den *E 355 D* erreichte technische Fortschritt deutlich. Dabei ist zu bedenken, daß nicht einmal alle Grenzen ausgenutzt wurden. Verbindet man z. B., wenn dieser Ausgang nicht bereits mit benutzt worden war, OD mit IT, so kann das Gerät statt maximal 60 min bis 6 h laufen, bevor ein Signal das Ende dieser Zeit anzeigt. Und wird gar zusammen mit dem 1-MΩ-Potentiometer der 0,22-µF-Kondensator im Oszillator eingesetzt, so werden daraus bis 60 h. Die Grenzen des Geräts liegen dann allerdings in der gleichermaßen bescheidenen Treffsicherheit der Einstellung wie der dann doch schon recht unstabilen Oszillatorfrequenz.
Die Unsicherheiten bleiben dennoch weit unter denen, die man mit üblichen Kondensatorzeitschaltungen erhalten würde. Man sollte jedoch das Gerät nicht überfordern. Schon die begrenzte Batteriekapazität – 100 Betriebsstunden sind aber durchaus erreichbar – empfiehlt, im Haupteinsatzbereich zu bleiben. Da



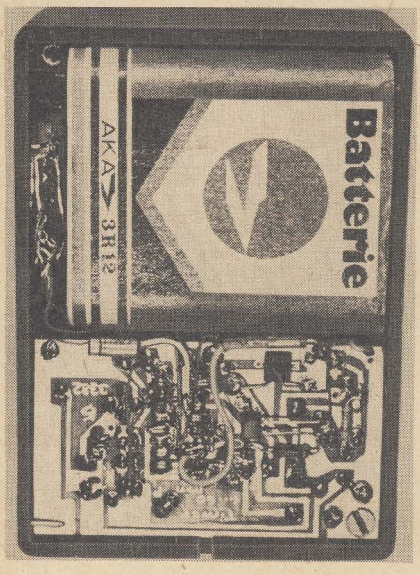


Bild 4.20
Ansichten des Kurzzeitweckers (Versuchsmuster) (a, b)

dieser auch Betrieb im Zimmertemperaturbereich bedeutet, sind Sperrstromeinflüsse kaum zu befürchten. Im übrigen wird in Abschnitt 6. auf solche Fragen eingegangen.

4.7. Standanzeige für Timer

Bereits beim *E 351 D* wurden Standanzeigen behandelt, die auf die dort verfügbaren zeitabhängigen Ausgangspegel-„Muster" abgestimmt waren. Im Vorgriff auf die Möglichkeiten, die ein komplettiertes CMOS-Sortiment bieten wird, folgt nun eine Anregung für die Ausgabe von Zeitstandinformationen in 10-%-Sprüngen der Gesamtzeit. Bei doppeltem Aufwand kann unter bestimmten Voraussetzungen auch eine 1-%-Staffelung erreicht werden. Die Aussage ist sozusagen teilweise analog und teilweise digital. Der analoge Teil besteht in der vom Potentiometerknopf angezeigten, kontinuierlich wählbaren Gesamtzeit. Unter der Voraussetzung, daß Ausgang OB oder Ausgang OC mit IT verbunden wird und daß z. B. Kippfunktion programmiert ist, stehen am jeweils davor liegenden Ausgang (OA für OB; OB für OC) über die Gesamtzeit gesehen 10 Taktperioden zur Verfügung. Man könnte sie über eine „klassische" Dekadenzählstufe aus z. B. *D 192*, *D 147* und *VQB 71* in die Ziffernanzeigen 0 bis 9 umsetzen. Das hat mehrere Nachteile. Abgesehen davon, daß *VQB 71* nicht mehr allzu lange greifbar sein werden und daß eine dann nutzbare Doppelanzeige *VQE 24* etwas aufwendig erscheint, hat man für diese Anzeige mit einem Vielfachen des Energiebedarfs zu rechnen wie für den Timer selbst. Das wird erst wieder günstiger, wenn auch dem Amateur Low-Power-Zähler und -Dekoder verfügbar sein werden oder LCD-Anzeigen mit CMOS-Ansteuerung.

Die CMOS-Technik bietet – vorerst zumindest vom prinzipiell existierenden Sortiment her – aber noch eine andere (fast) perfekte Lösung in Form des Schaltkreises *4017*, der in der UdSSR z. B. als *K 561 IE 8* gefertigt wird. Es handelt sich dabei um einen Dekadenzähler nach dem *Johnson*-Prinzip mit 10 Ausgängen, die bei Ansteuerung nacheinander jeweils für eine Taktperiode auf H schalten. Diese Ausgänge sind allerdings wenig belastbar. Hier liegt die Grenze der „Perfektion" dieser Lösung. Jedenfalls bringt ein üblicher ungepufferter *4017* selbst eine *VQA 15* nur

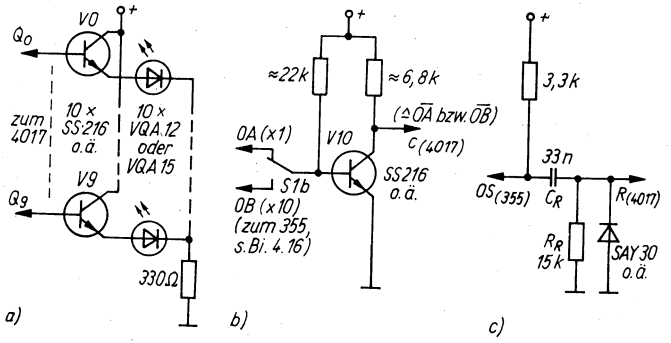


Bild 4.21 Zum Einsatz einer Ablaufanzeige mit CMOS-IS *4017*; a – Leistungsausgänge, b – Taktsteuerung mit Inverter, c – Reset vom *E 355 D* her

ganz schwach zum Leuchten. Mit 10 billigen Plasttransistoren aus der Basteltüte ergibt sich zusammen mit einem Vorwiderstand jedoch eine vorteilhafte Lösung dieses Problems (Bild 4.21a). Zwei weitere Fragen waren zu klären: die richtige Ansteuerung und der Reset beim Start. Erprobt und schließlich auf Grund ihrer Vorteile fest mit eingebaut wurde die Schaltung erstmals in den Timer nach Abschnitt 4.6. (s. die Fotos am Ende dieses Abschnitts). Wegen des minimalen Energiebedarfs – kaum mehr als für die vorher genutzte Betriebsanzeige! – war es möglich, weiterhin den datenmäßig schon etwas „gewagten" Betrieb mit einer Flachbatterie beizubehalten. Der Timer realisiert bekanntlich 2 Zeitbereiche mit etwa 6 min und 60 min Endwert. OB oder OC wird dazu wahlweise über einen *Simeto*-Umschalter mit IT verbunden (S1a). Der bisher freie zweite Umschaltkontaktsatz wird nun zum Schalten des Taktes genutzt (S1b): Takt von OA her für Bereich 6 min, von OB her für Bereich 60 min. Nun ist jedoch noch ein Problem zu lösen, das sich aus der unterschiedlichen aktiven Taktflanke ergibt: Der *4017* schaltet jeweils mit der LH-Taktflanke weiter (s. Bild 4.22), der *E 355 D* dagegen gibt diese Flanke bereits jeweils nach der halben Taktperiode aus. Da ein integrierter Inverter unnötigen Aufwand bedeuten würde, setzt man hierfür besser einen weiteren (beliebigen) Plasttransistor ein.

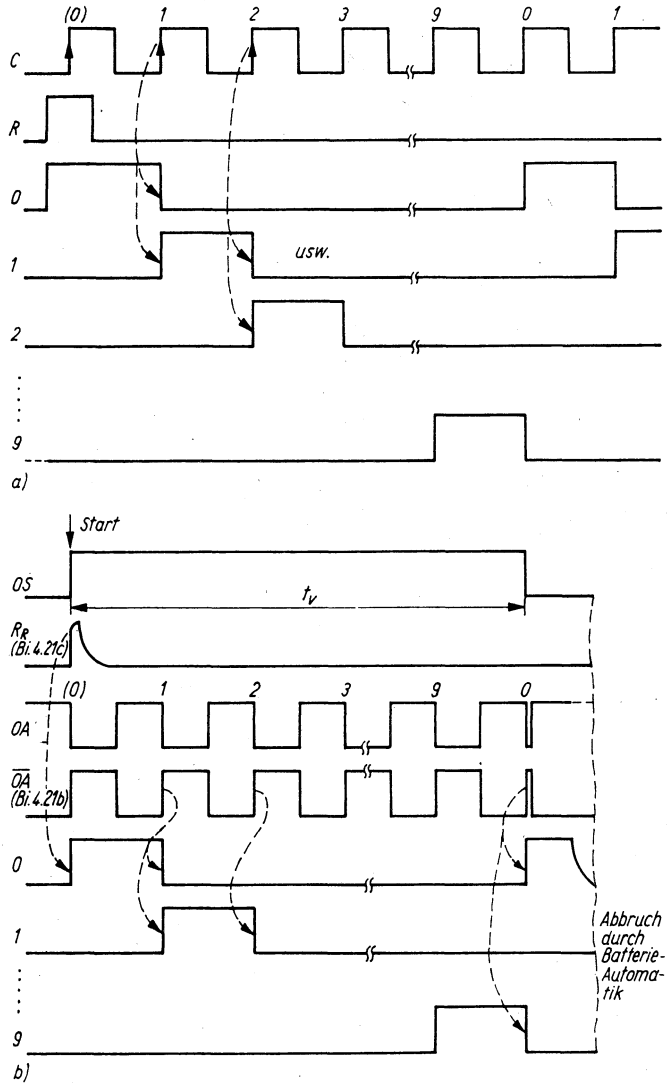


Bild 4.22 Zum Problem der Taktflankenzuordnung zwischen *E 355 D* und *4017* und zum Reset; a – Ablaufdiagramm des *4017*, b – Kombination mit *E 355 D* nach Bild 4.21

Die Dimensionierung dieser Stufe ist unkritisch, Bild 4.21b gibt ein Beispiel. Der Basiswiderstand muß lediglich je nach dem von der maximalen Umgebungstemperatur abhängigen Sperrstrom so dimensioniert werden, daß der Transistor ordnungsgemäß durchschalten kann.

Als letztes Problem war das Rückstellen bei Start zu lösen. Gemäß Bild 4.22 geschieht Reset auf den Pegel H an Ausgang 0 (Null) beim *4017* durch einen H-Impuls, der aber anschließend wieder auf L zurückgehen muß. Dagegen bleibt der Pegel am Setzausgang OS des *E 355 D* über die gesamte Zeit auf H. Mit dem in Bild 4.21c wiedergegebenen Differenzierglied ließ sich das Problem einfach lösen. Bild 4.23 zeigt die vollständige Schaltung des Zählers. Beim Start des Timers leuchtet die der 0 zugeordnete Leuchtdiode. Der Leuchtpunkt springt auf 1, wenn 10% der eingestellten Zeit verstrichen sind. Erreicht er die letzte Leuchtdiode (Ausgang 9), so sind es noch 10% bis zum Ende-Signal. Wenn dieses (durch die Abschaltautomatik zeitbegrenzt) ertönt, leuchtet für diese Zeit wieder die der 0 zugeordnete Leuchtdiode. Da nun aber an ORs keine Betriebsanzeige mehr notwendig ist, muß dieser Punkt durch eine Diode (Katode an ORs) und einen

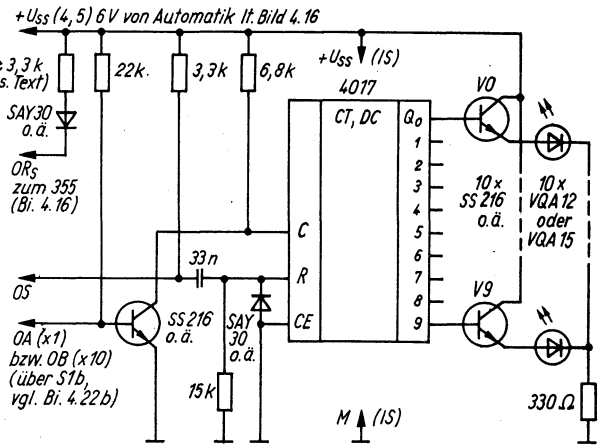
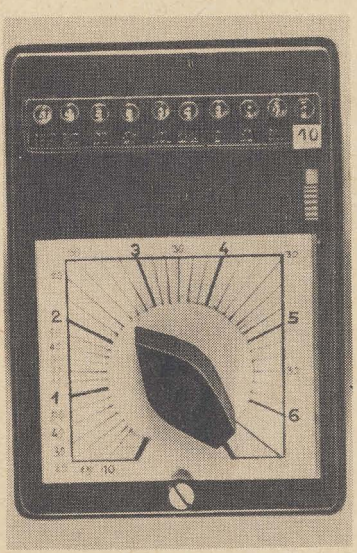


Bild 4.23 Vollständiger Zähler zur Realisierung einer Standanzeige in 10-%-Sprüngen der Gesamtzeit (springender Leuchtpunkt)

Vorwiderstand an Plus gelegt werden, damit das vom Taktkondensator sonst bewirkte Neustarten (s. Erläuterung in Abschnitt 4.6.) nicht zustande kommt. Dieser Vorwiderstand sollte so hoch wie vom Schaltkreisexemplar zulässig gewählt werden (erproben!), da er ja in der aktiven Zeit (ORs auf L) zusätzlichen (unnötigen) Betriebsstrom verursacht. Im Mustergerät war bei 27 kΩ noch nicht die Grenze für zuverlässige Funktion im Zimmertemperaturbereich erreicht. 0,5 mA (bei etwa 10 kΩ) können daher als genügend „seriensicher" angesehen werden. Die Fotos im Bild 4.24 zeigen Ansichten des um die beschriebene Betriebsanzeige erweiterten und im Zeitbereich durch einen vergrößerten Tonkondensatorwert auf die 6-min-Grenze hin optimierten Timer-Musters. Auf den Bildern ist zu erkennen, daß für den wandernden Leuchtpunkt der Zeitinformation 10 Leuchtdioden vom älteren Typ *VQA 12* eingesetzt wurden. Im vorliegenden Muster hat das montagetechnische Vorteile, da sie einfach in die vorhandenen Gehäuseschlitze gesteckt und innen verdrahtet werden konnten. Beim Nachbau sollte man jedoch möglichst nicht eingefärbte *VQA 15*-Miniaturleuchtdioden verwenden, da ihr roter Leuchtpunkt auf weißem Grund auch bei heller Umfeld-



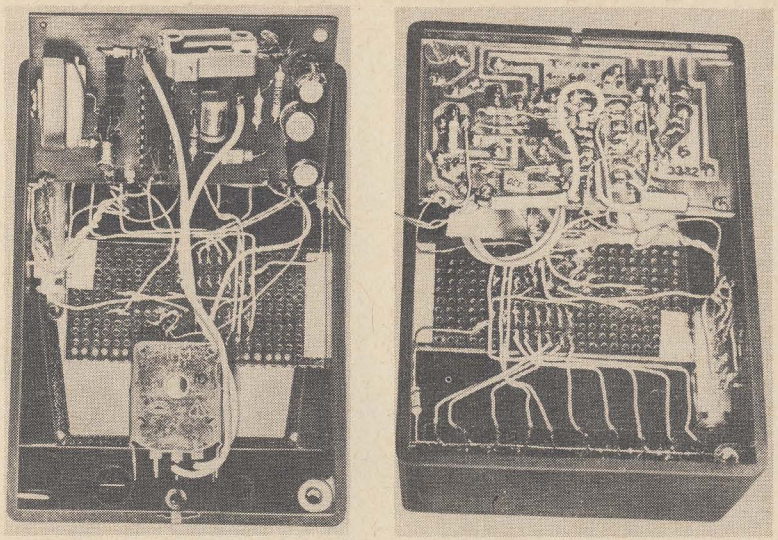


Bild 4.24
Mit Standanzeige ausgerüsteter Kurzzeitwecker (Versuchsmuster), Ansichten (a, b, c)

beleuchtung noch sehr gut erkannt wird. In der roten Plastlinse der *VQA 12* kann dagegen jede Lichtquelle durch Reflexionen zu einer Fehlinformation führen.

4.8. Rationelles Eichen von Timern mit kontinuierlicher Zeitwahl

Sowohl der Rechenwert des Potentiometers und der Kondensatoren wie auch der angenommene lineare Widerstandsverlauf über dem Drehwinkel liefern für die meisten Ansprüche keine genügend treffsichere Skaleneinteilung für einen Timer mit kontinuierlicher Zeitwahl. Es ist daher auf jeden Fall sinnvoll, das Exemplar nach tatsächlichen Zeiten zu eichen. Das sollte bei der von der gewählten Spannungsquelle zu erwartenden Hauptlage der Betriebsspannung und bei der normalen Umgebungstemperatur geschehen, denn beides beeinflußt selbstverständlich die „Echtzeit". (Die Reproduzierbarkeit von f bei verschiedenen Schaltkreisexemplaren dürfte weniger oft interessieren.) Die Einflüsse beider Größen ergeben sich aus der *TGL 35335*: im Mittel 0,15 bis maximal 0,3% je Kelvin für die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz und damit auch der Verzögerungszeit im Betriebstemperaturbereich, allerdings bezogen auf eine Beschaltung mit $R_A = R_B = 1\ k\Omega$ und $C = 0{,}1\ \mu F$. Für die Spannungsabhängigkeit bei gleicher Beschaltung werden zwei Bereiche unterschieden: im Mittel 0,5 bis maximal 1% je Volt zwischen 6 V und 7,25 V, aber im Mittel 1 bis maximal 2% je Volt von 4,75 V bis 6 V Betriebsspannung. Man muß also im „Flachbatterie-Grenzfall" schon mit rund 1 min Abweichung bei 60 min Einstellzeit rechnen, wenn die Batterie zu altern beginnt.

Auf Grund der dann schon hohen Signaltonfrequenz sind Zeiten unter 15 s (also 7,5 s im Modus „astabiler Multivibrator") beim 6-/60-min-Timer höchstens interessant, wenn der Ablauf optisch kontrolliert wird oder wenn man ORs noch für Schaltzwecke heranzieht. Nach oben hin sollten aber die Werte von Kondensator und Vorwiderstand zum Potentiometer so abgestimmt werden, daß noch die Marke 6 zu erreichen ist. Sie (ebenso wie die der kleinsten Zeit) sollte wenigstens 5% vom jeweiligen Anschlagwert entfernt bleiben, denn der elektrisch nutzbare Drehbereich ist kleiner als der mechanische. Bild 6.24 zeigt das durch die

schraffierten Randzonen an. Liegen diese Randbedingungen fest, empfiehlt sich für zeitsparendes Eichen die Nutzung sowohl der Umschaltung von Kippfunktion auf Multivibrator (dann $t_v/2$) als auch der – wenn vorhanden – Standinformation. Kurze Zeiten werden im Vergleich mit einer Stoppuhr (möglichst einer digitalen) ermittelt. Man beginnt z. B. in Kippfunktion ($t = t_v$) beim 30-s-Wert, nachdem die Skale grob entsprechend der vorher festgestellten Höchstzeit aufgeteilt worden war. Schon zwei- bis dreimaliges Wiederholen des Ablaufs mit entsprechend korrigiertem Zeigerstand wird meist genügen. Die Zeit $t = 0$ rechnet vom Augenblick des Startknopfdrückens, wobei die erste oder die einzige vorhandene Leuchtdiode leuchtet. Nun kontrolliert man die 1-min-Marke auf die gleiche Weise. Für die Marken 2, 3, 4, 5 und 6 min empfiehlt sich bereits Umschalten auf die Funktion „astabiler Multivibrator", so daß nur die halbe Zeit gebraucht wird. Die 2-min-Marke ist also in 1 min kontrolliert usw. Ob z. B. die 4- oder gar die 6-min-Marke stimmt, erfordert noch weniger Zeit, wenn eine 10-%-Standinformation vorgesehen wurde. Schon nach 2 bis 3 Leuchtpunktsprüngen hat man ermittelt, ob diese Abstände größer oder kleiner als 10% der Gesamtzeit sind. Das wiederum gilt direkt nur für den Modus „Kippfunktion". Im Fall „astabiler Multivibrator" stehen, da schon nach 5 statt nach 10 Takten ausgelöst wird, nur 5 Leuchtpunktsprünge zur Verfügung, allerdings eben auch für die halbe Gesamtzeit. Insofern muß man zwischen beiden Funktionen bezüglich Anzeige ständig umdenken, und es hat sich gezeigt, daß demgegenüber der Vorteil eines größeren Skalenbereichs für eine bestimmte Zeit höchstens noch ganz unten von Bedeutung ist. Im Interesse unkomplizierter Bedienung wurde daher beim realisierten Muster auf die Betriebsarten-Umschaltung verzichtet.

Am elegantesten und am wenigsten zeitaufwendig gestaltet sich das Eichen solcher Timer mit einem Periodendauermesser. Allerdings benötigt man einen hochohmigen Vorverstärker, sonst wird das Ergebnis vom Eingangswiderstand dieses Meßgeräts verfälscht. Auf Grund des Betriebs weit unterhalb der Hauptlage kann schlecht z. B. an OA gemessen werden, denn dort entstehen beim 6-/60-min-Timer bereits Periodendauern in der Größenordnung von 10 s! Der Periodendauermesser wird an DC angekoppelt. Im Zusammenhang mit dem Anschluß von Schaltungsteilen an DC muß noch auf folgenden Umstand hingewiesen werden: Führt

der (im allgemeinen über eine Diode an DC angeschlossene) Punkt, z. B. die Basis eines Tonfrequenzverstärkers, eine Spannung, die über der bei Übergang von L auf H an DC zunächst stehenden liegt (s. Bild 3.4), so wirkt dieser Punkt als zusätzliche Ladespannungsquelle, verringert also die Aufladezeit des frequenzbestimmenden Kondensators gegenüber dem Rechenwert. Im allgemeinen wurde aber dieser Transistor so gelegt, daß am Koppelpunkt vor der „DC-Diode" höchstens 1,5 V zustande kommen, die durch die Diode noch auf 0,7 V an DC (wäre dort Leerlauf) verringert werden. Damit liegt die unerwünschte Zusatzspannung unter der sich im Schaltaugenblick L – H an DC einstellenden Spannung und wirkt sich auf die Frequenz nicht aus.

4.9. Tagesschaltuhren (24-h-Programmgeber)

In Fortsetzung der Diskussion der Grenzen für den Einsatz eines *E 355 D* für sich allein soll noch die folgende Anwendungsgruppe vorgestellt werden. Im Unterschied zur Signalquelle nach Abschnitt 4.6. soll ein solches Gerät eine Last für eine vorgewählte Zeit bzw. nach einer vorgewählten Verzögerungszeit ein- oder ausschalten. Die jeweilige Programmierung hängt vom Einsatzfall ab. Jetzt lohnt ein Programmschalter für die sieben Möglichkeiten. Steht kein BCD-Schalter zur Verfügung, so kann man schlicht über 3 *Simeto*-Schalter (oder auch 3 einfache Kippschalter) oder – etwas komfortabler – mit einem 3-Ebenen-*Febana*-Schalter oder auch mit 7 voneinander abhängigen Drucktasten arbeiten. Es läßt sich aber auch ein entsprechender Schaltkreis einsetzen, der mit einem 1-Ebenen-Schalter angesteuert wird.
Ein mit einer Frequenz von $600 \cdot 2^{10}/86400 = 7{,}111 \ldots$ Hz schwingender Oszillator ergibt am Ausgang ORs im Modus „astabiler Multivibrator" abwechselnd 12 h L und 12 h H. An Ausgang OD erhält man den gleichen Verlauf, nur geringer belastbar. (OD wird mit IT verbunden.) An OC wechselt alle 2 h das Potential, und OB liefert je 12 min L und 12 min H. 12 min schließlich sind die L- und H-Zeiten an OA lang. Mit einem in dieser Weise zu einem bestimmten Zeitpunkt gestarteten *E 355 D* kann man mit geringem Zusatzaufwand eine Reihe von Vorgängen periodisch im Tagesrhythmus schalten. Einige davon werden im folgenden skizziert.

4.9.1. 12-h-Schalter

Mit ORs kann in der für den *E 355 D* üblichen Weise über ein Relais oder über einen Optokoppler o. ä. in der Funktion „astabiler Multivibrator" eine Last ständig für je 12 h ein- und 12 h ausgeschaltet werden. Wird nur einmaliges Schalten für 12 h gewünscht, schaltet man auf Kippfunktion und (am Oszillator) auf doppelte Frequenz um. Diese Möglichkeit erfordert nur einen *Simeto*-Umschalter: Mit dem einen Schalterteil wird entweder ein zweiter Kondensator im Oszillatorteil in Serie geschaltet oder (genauer abgleichbar) ein Parallelwiderstand zu R_B oder auch R_A. Der zweite Schalterteil legt für die Kippfunktion zusätzlich zum Eingang IA den Eingang IB an L.

4.9.2. 2-h-Schalter

Vom Ausgang OC aus kann (über einen Schalttransistor) ebenfalls ein Relais oder ein Optokoppler angesteuert werden. Diese Einrichtung schaltet im Fall der Funktion „astabiler Multivibrator" und wenn OD mit IT verbunden ist, jeweils 2 h ein und ebenso lange aus. Im Modus „Kippfunktion" läuft dieser Prozeß nur in 24 h Gesamtzeit ab. Schaltet man dabei auf doppelte Frequenz, dann sind die Schaltzeiten nur je 1 h lang mit 1 h Pause. In Kippfunktion stoppt dann das Ganze nach 12 h.
Verknüpft man die Ausgänge OC und OD durch ein UND-Glied, so stehen an seinem Ausgang bei 24-h-Periode an OD die Ein-Aus-Perioden nur jeweils während der H-Zeit von OD zur Verfügung, und zwar L–H–L–H–L–H mit je 2 h Dauer, gefolgt von 12 h L. Damit ist die Pause bis zum nächsten H 14 h lang. Die erste 2-h-H-Zeit beginnt also nach dem Start mit einer Verzögerung von $t_{OD}/2 + t_{OC}/2$. Ein NAND würde das umkehren: Start-H–L–H–L–H–L, wobei das letzte L die erste 14-h-Pause einleitet usw. Bei diesen Verknüpfungen beachte man stets die zwischen den Betriebsarten „Kippfunktion" und „astabiler Multivibrator" gegebenen Unterschiede bezüglich ORs. Wird jedoch, wie soeben, ORs nicht mit einbezogen, so unterscheiden sich die Zeitabläufe zwischen beiden nicht (jeder Ausgang liegt jeweils für die Hälfte seiner Periode auf L bzw. auf H). Lediglich die Frage, ob die Schaltung nur für einen OD-Durchlauf oder für die über ISt bestimmte Dauer aktiv bleibt, wird dann durch die Modenwahl

entschieden. Bei Kopplung eines zweiten *E 355 D* (Eingang ISt) mit einem passenden Ausgang des ersten sind nun beliebig gestaltete Tagesprogramme mit einer oder mehreren Aktivzeiten denkbar. Es hat wenig Sinn, auf einzelne solcher vom konkreten Problem abhängigen Verknüpfungen näher einzugehen.

4.10. Periodischer Kurzzeitschalter

Unter „kurzen Zeiten" sollen die Zeitbereiche verstanden werden, die sich mit einem *E 355 D* – präzise im Hauptlagefrequenzbereich, mit oft ausreichender Genauigkeit auch noch unterhalb (oder oberhalb) davon – erreichen lassen. Das können denn also auch z. B. noch ganze Tage Verzögerungszeit sein. Innerhalb eines solchen Zeitintervalls soll jeweils für eine diesem Intervall gegenüber kurze Zeit ein Vorgang periodisch eingeschaltet werden. Ein konkretes Beispiel mit im Verhältnis zur Schaltzeit extrem langer Verzögerungszeit wird später noch in Abschnitt 5.3. behandelt. Die dort angeschlossene oder eine ähnliche Schalteinrichtung eignet sich auch für den vorliegenden Fall, wenn die Aufgabenstellung die mit einem *E 355 D* allein möglichen Zeitverhältnisse gestattet.

Es geht darum, nach einer Verzögerungszeit, die der halben Periodendauer am „höchstwertigen" benutzten Ausgang (z. B. also OD) entspricht, für eine von dieser Zeit über die davor liegenden Teilerverhältnisse gegebene kurze Teilzeit einen Schaltimpuls zu liefern und in gleichen Zeiträumen automatisch zu wiederholen. Von OD aus ergibt sich dabei die Möglichkeit, einen entweder 1/6 oder 1/60 oder 1/600 der OD-Zeit langen Impuls zu gewinnen. Oder man benutzt OC und erhält 1/10 der OC- oder 1/100 der OC-Zeit. Die Realisierung setzt voraus, daß sich der Vorgang automatisch immer wieder neu startet. Das Programmieren der Funktion „astabiler Multivibrator" liegt also nahe.

Nun kann aber nicht einfach an ORs abgegriffen werden. Dann kämen 50% H und 50% L innerhalb jeder Periode des mit IT verbundenen Ausgangs (hier z. B. OD) zustande. Bei der Funktion „astabiler Multivibrator" folgt ORs dem von IT aus dem angeschlossenen Ausgang „empfangenen" Takt, während ORs sonst nicht nach $t_v/2$, sondern erst nach t_v H annimmt (und in jenen anderen Funktionen dann bis zum Neustart beibehält).

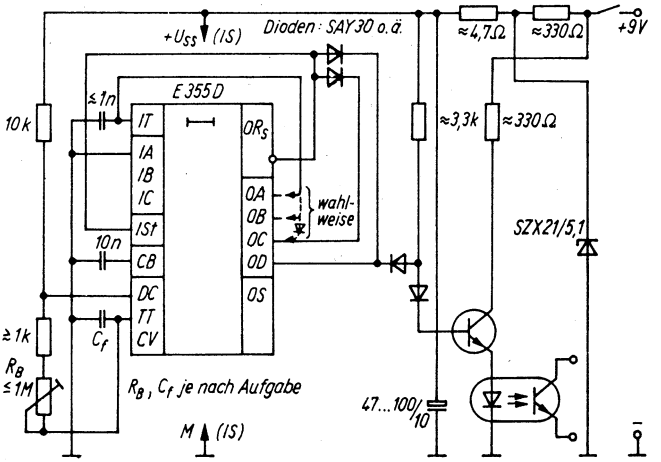


Bild 4.25 Periodisch für (im Bildbeispiel) die Zeit $t_{OC}/2$ nach jeweils $t_{OD}/2$ einschaltender Kurzzeitschalter (vgl. Bild 5.6)

Mit einer Verknüpfung gemäß Bild 4.25 geschieht nun etwas anderes. Wie man sieht, ist ISt nicht fest mit Masse verbunden, was sonst einem automatischen Start bei Einschalten einer genügend langsam ansteigenden Versorgungsspannung entspräche. Vielmehr wurde dieser Eingang mit in die Abläufe einbezogen. Erstmals, bei Einschalten der Betriebsspannung, wird dennoch automatisch gestartet. Das bewirken die sich anfangs einstellenden Pegel. Auf Grund des automatischen Setzens beim Einschalten geht ja $\overline{\text{ORs}}$ auf L. Damit erhält auch ISt L, und die Teiler beginnen zu arbeiten. Ab Start springt zwar der Pegel an $\overline{\text{ORs}}$ (etwas verzögert) auf H, doch dafür haben nun zunächst alle anderen Ausgänge L angenommen. Bis zum Erreichen von $t_{vOD}/2$ hält der Ausgang OD nun ISt auf dem für den Betrieb des astabilen Multivibrators ständig erforderlichen L (s. in Abschnitt 3. die entsprechenden Pegeldiagramme). Nach seiner dritten Periode befindet sich Ausgang OC bereits auf L, wenn (laufzeitbedingt) OD endlich auf H umschaltet. Ausgang OC übernimmt nun also für eine halbe seiner Perioden die Aufgabe, ISt auf L zu halten. In Bild 4.26 wurden diese und die weiterhin beschriebenen Abläufe skizziert. Nach $t_{OD}/2 + t_{OC}/2$ geht nämlich der Pegel an ISt für

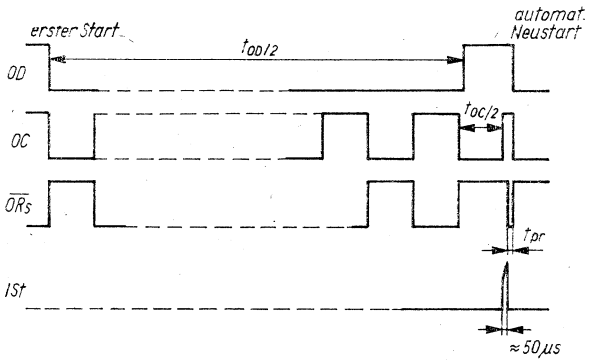


Bild 4.26 Impulsdiagramm zur Schaltung nach Bild 4.25, wichtigste Einzelheiten

kurze Zeit auf H, denn $\overline{ORs}$ erhält über IT vom jeweils angeschlossenen Ausgang ebenfalls periodisch L und H: L, wenn IT auf H liegt, und H bei L an IT. Somit trifft auf jeden Fall, wenn IT mit dem „breitebestimmenden" Ausgang (hier OC) verbunden ist (oder einem niederwertigen), L an diesem mit H an $\overline{ORs}$ zusammen. Über die Laufzeit IT – $\overline{ORs}$ (in der TGL allerdings – leider – nicht angegeben) hält sich nun $\overline{ORs}$ etwas länger auf H, wenn OC bereits auf H wechselt. H an ISt ist daher – wie gemessen (s. u.) – mit weniger als etwa 15 µs (OC – IT) recht schmal, aber offensichtlich ausreichend, um das Rücksetzen einzuleiten.
Geht man einen Ausgang weiter nach vorn, so ist der für ISt zur Verfügung stehende H-Impuls schon wesentlich breiter (mehr als 20 µs am Musterexemplar), da die Schaltflanken niederwertiger Ausgänge immer etwas früher erscheinen als die des folgenden.
Man kann sich jedoch diesen H-Impuls für ISt noch – und das befreit von der Sorge der Exemplarabhängigkeit – mit einem Kondensator von etwa 1 nF am Eingang IT gegen Masse auf mehr als 50 µs dehnen. Sofern bei Schaltausgabe über OD (also mit der Schaltimpulsbreite $t_{OC}/2$) IT mit OC verbunden wird, ist allerdings noch eine Diode (Katode an OC) nötig. Andernfalls verzögert der Kondensator den Anstieg des Pegels an OC unerwünscht – und dieser hat für das Zusammentreffen von H an OD, OC und $\overline{ORs}$ schnellstens H zu erreichen, während $\overline{ORs}$ durch die Verzögerung

an IT möglichst noch etwas länger H halten soll. Die Diode ist einzusparen, wenn man – was meist möglich sein wird – IT mit OB oder OA verbindet. 1 nF läßt sich beibehalten. Sofern von OA oder OB keine Signale abgeleitet werden, deren Flanken steil sein müssen, ist das die eleganteste Maßnahme. Obgleich nicht ausgewiesen, erscheint die Ladung eines 1-nF-Kondensators für die open-collector-Ausgänge ungefährlich, wenn man das den Daten vergleichbarer Ausgänge etwa in TTL-Technik gegenüberstellt. (Schon mit 470 pF wird der ISt-Impuls sicherlich genügend verlängert.) All diese Überlegungen sind für die Schaltung nach Bild 4.25 wirksam geworden. Mit dem kurzen H an ISt wird nun – man siehe wieder Abschnitt 3. – der Schaltkreis gestoppt. Das heißt aber, daß alle Ausgänge (sofern sie sich nicht ohnehin gerade schon auf diesem Pegel befunden hatten, also in diesem Fall OC und OD) auf H geschaltet werden. $\overline{\text{ORs}}$ und OS dagegen schalten jetzt auf L. Diesen Zustand behält die Schaltung für die Dauer der mit dem Kondensator an CB einstellbaren Prellzeit.

Es läßt sich oszillografisch z. B. an OS mit einem pull-up-Widerstand gut nachweisen, daß die Breite mit wachsendem Kondensatorwert an CB (TGL-Maximalwert 100 nF, Prellzeit dabei etwa 150 ms) größer wird. Der L-Pegel an $\overline{\text{ORs}}$ steht also genügend lange an, um ISt wieder auf Startposition zu bringen, was die Übernahme von L in einer Art „Selbsthalteschaltung" durch OD sicherstellt. Das Oszillografieren des L–H–Impulses an ISt dagegen, mit dem nach Stopp der neue Start eingeleitet wird, war mit Amateurmitteln schon etwas schwieriger. Am *EO 174 A* z. B. halfen erst der Fototubus zum Abschatten und ein genau eingestellter Triggerpunkt. Die TGL schreibt als Mindestwert für den Startimpuls an ISt 20 μs vor. Der Start wird aber nicht durch diesen (im Grunde genommenen „Stopp"-)Impuls eingeleitet, sondern durch den folgenden H–L–Übergang. Und seine Breite ist wesentlich größer als der Soll-Mindestwert (s. o.). Aber auch der in der TGL nicht spezifizierte L–H–Impuls konnte durch die beschriebene und in der Schaltung nach Bild 4.25 berücksichtigte Maßnahme genügend verbreitert werden. Am Versuchsmuster jedenfalls ließ sich die grundsätzliche Wirksamkeit der in Bild 4.25 wiedergegebenen Schaltung (auch bei unterschiedlichen Werten des CB-Kondensators) im Langzeittest nachweisen. Der zunächst nur mit einer einen Optokopplereingang nachbildenden

Leuchtdiode versehene Transistorausgang wurde nun so an den Schaltkreis angeschlossen, daß er erst durch H an OD und dann nur für die Dauer des nächsten L-(!)Impulses am weiteren (niederwertigeren) ausgewählten Ausgang (hier OC) durchgeschaltet wird. Würde man den Transistor an diesen mit anschließen, so würde ein nur von der Prellzeitlänge bestimmter, also sehr schmaler Schaltimpuls entstehen. Bild 4.26 läßt erkennen, warum das so ist. Da nun nach $t_{OD}/2 + t_{OC}/2 + t_{pr}$ (Verknüpfungen gemäß Bild 4.25) der Zyklus erneut beginnt, genügt es für die Schaltzeit $t_{OC}/2$ tatsächlich, wenn der Transistor nur von OD aus gesteuert wird. Anders, wenn man den Transistor z. B. noch mit OB verbindet: Nun steuert die in $t_{OC}/2$ „eingebettete" OB-Impulsfolge für die Dauer von $t_{OC}/2$ den Transistor. Man vergleiche dazu die Anwendung in Abschnitt 5.3.

4.11. Eintakten von Zeitschaltuhren

Eine über die reine Zeitinformation hinausgehende Nutzung der Standanzeige nach Abschnitt 4.7. besteht in der mit ihr gegebenen Möglichkeit des Voreinstellens im Schnellgang. Das ist für den Einsatz als Signaltimer vielleicht nicht so wichtig wie z. B. für das schnelle „Heranfahren" an einen gewünschten Schaltpunkt. Es hat auch kaum Bedeutung, wenn die Zeit analog über Potentiometer vorgewählt werden kann. Günstig ist es dagegen in Schalteinrichtungen, die eine periodische Wiederkehr von Ein- und Ausschaltzyklen realisieren sollen und dazu ein festes Zeitprogramm enthalten, zum Schutz vor unbeabsichtigten Veränderungen realisiert mit nicht einstellbaren Widerständen. Erstmaliger Start oder auch eine Korrektur des Schaltzeitpunkts würde voraussetzen, daß man nur zu einer genau zu diesem Zeitraster passenden Zeit starten dürfte. Das ist sehr unbequem. Durch die (Mindest-)Rasterung in 10-%-Sprüngen stehen dagegen 9 weitere Zeitpunkte für (relativ) genauen Start zur Verfügung. Das System erhält dazu eine „Schnellgangtaste". Dafür gibt es mindestens eine triviale und eine „intelligente" Variante. In beiden Fällen wird dem zeitbestimmenden Widerstand für die Stelldauer ein auf die gewünschte Stellgeschwindigkeit hin auszuwählender kleinerer Wert parallelgeschaltet.
Bei der trivialen Variante läßt man die Taste genau dann los,

wenn der Leuchtpunkt auf das Feld gesprungen ist, von dem aus gerechnet die Schaltzeit im gewünschten „Echtzeitraster" liegt. Bei der intelligenten Variante übernimmt das Abschalten des Widerstands eine einfache Logik.

4.12. Technologische Fragen zum *E 355 D*

Der Einsatz eines *E 355 D* bringt ein gewisses technologisches Problem. Für einen 18poligen DIL-Schaltkreis gibt es leider derzeit keine handelsübliche Fassung. Das erste Vertrautwerden mit den Funktionen über entsprechende Experimente legt aber die Möglichkeit eines Wechsels von Leiterplatte zu Leiterplatte nahe. Allerdings gehört nur wenig handwerkliches Geschick dazu, eine greifbare 14- oder 16polige Fassung durch Absägen und Anpassen auf 18 Anschlüsse zu erweitern. Empfehlenswert ist es dabei, für 2 18polige z. B. 3 14polige Fassungen (2 × komplett, 1 × gesägt) zu verarbeiten und nicht an eine 16polige nur ein zusätzliches Paar anzusetzen. Das hat nur Sinn, wenn stabile Einzelkontakte verfügbar sind, die direkt in die Leiterplatte gelötet werden können, wie etwa nach Bild 4.27. Dieses Foto zeigt eine Versuchsplatte mit einer derart auf 18 Pole erweiterten

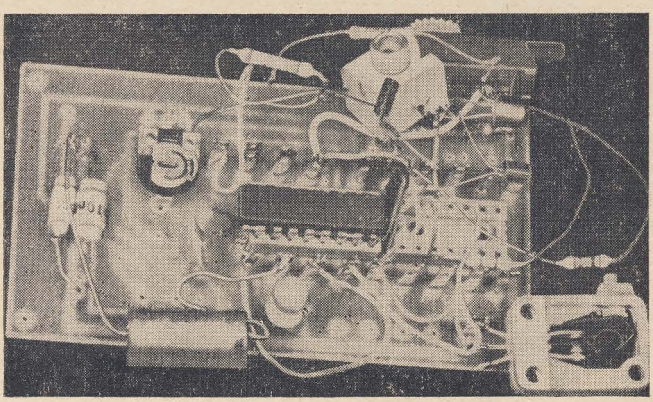


Bild 4.27 Versuchsplatte mit „verlängerter" 18-Fassung für 18 Pole

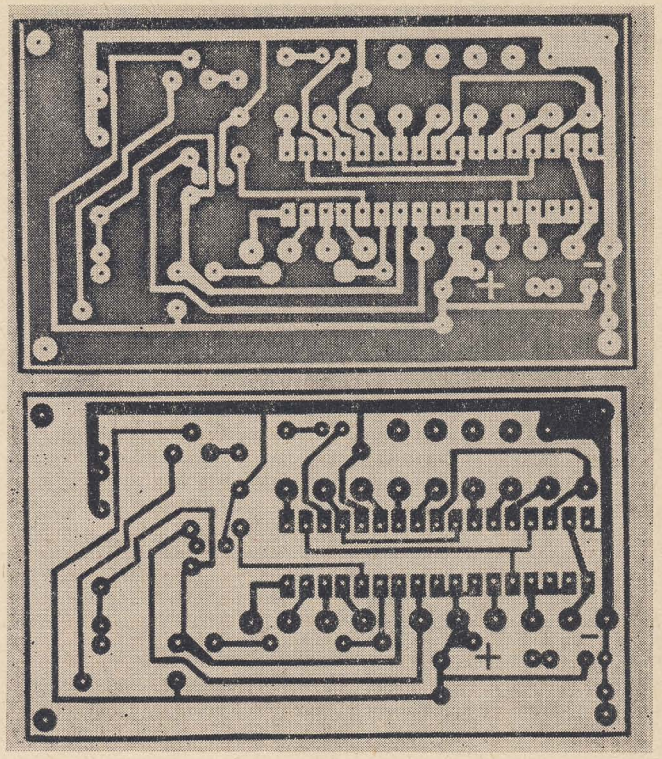


Bild 4.28 Leiterbild der Versuchsplatte und eine davon entstandene Platte (Zwischenstadium)

16poligen Fassung für einen *E 355 D* und daneben noch eine 14polige Fassung für einen *E 351 D*. Das in Bild 4.28 nur zur Information wiedergegebene Leiterbild dieser Platte wurde aus *typofix*-Teilen auf Transparentpapier aufgerieben und auf Planfilm im Kontaktverfahren kopiert. Mit dem auf diese Weise entstandenen Negativ ließen sich fotomechanisch beliebig viele Leiterplatten herstellen. Die Leiterplatte enthält die wichtigsten Zwischenverbindungen und Außenanschlüsse. Mit einer solchen

Platte können eine Reihe von Einsatzfällen der Timerkombination *E 355 D/E 351 D* über wenige zusätzliche Verbindungen sowie den Außenanschluß der nötigen Schalter, Bedienelemente und Ausgaben an die vorgesehenen Lötösen rationell realisiert werden. (Die Kombination beider Schaltkreise wird im folgenden Abschnitt behandelt.)

5. Kombination *E 355 D/E 351 D*

5.1. Typischer Einsatzfall: Zeitschalter bis zu 40 Tagen

Der vom Hersteller aus Stabilitätsgründen empfohlene Frequenzbereich des *E 355 D* liegt bekanntlich zwischen etwa 1 kHz und 10 kHz. Auf Grund des an dem Oszillator fest angeschalteten 2^{10}:1-Teilers ergeben sich dekadisch gestufte Zeiten bei 1024 Hz bzw. bei 10240 Hz. Die folgenden Teilerstufen mit 10:1, 10:1, 6:1 ermöglichen die Abnahme von Zeitimpulsen im gewohnten Zeitmaß, z. B. (bei 1024 Hz) von 1 s, 10 s, 100 s, 600 s = 10 min oder auch (bei 10240 Hz) 0,1 s, 1 s, 6 s, 60 s = 1 min. Selbstverständlich sind bei kontinuierlicher Veränderung der Oszillatorfrequenz alle darin enthaltenen Zwischenzeiten einstellbar. Je nach Anwendungsfall wird man also von dieser sozusagen „analogen" oder von der durch Umschalten der Ausgänge gegebenen „gestuften" Zeitwahl (oder auch kombiniert von beiden) Gebrauch machen, wie die bisherigen Beispiele schon gezeigt haben. Da – bis auf die Funktion „astabiler Multivibrator" – dabei Ausgang ORs stets für eine Periode der durch die Verbindung ON (N = A ... D) mit IT über das Teilerverhältnis und die Oszillatorfrequenz gegebenen Ausgangsfrequenz auf L liegt, ergibt sich die unmittelbare Zuordnung der gesamten Periodendauer zur jeweiligen Aktivzeit des Relaisausgangs. Dieser Ausgang ORs wird in der Hauptanwendungsgruppe stets zum Schalten des gewünschten Ereignisses benutzt.

Wünscht man nun größere Zeiträume zu überbrücken, so wird der Teilerschaltkreis *E 351 D* eingefügt. Das ist die sinnvollere Bezeichnung für die Kopplung beider Schaltkreise. Denn: Vom letzten Teilerausgang des *E 355 D* wird der erste Teilereingang des *E 351 D* angesteuert. Seine weiteren Eingänge verbindet man mit dem jeweils davor liegenden Ausgang (bzw. in gewünschter anderer Verknüpfung). Will man also das gesamte System *E 355 D/E 351 D* in allen seinen sinnvollen Zeitstufungen nutzen, wird ein 10stufiger Wahlschalter benötigt, an den alle Ausgänge geführt werden. Den auf diese Weise angewählten Ausgang führt man in jedem Fall auf den Eingang IT zurück. Von dort aus erhält

Tabelle 5.1 Zeitbereiche der Kombination *E 355 D/E 351 D* bei Oszillatorhauptlage

Bereich	Verbindung	Zeitbereich	Teilerverhältnis
1	IT mit OA	0,1 s ... 1 s	2^{10}:1
2	IT mit OB	1,0 s ... 10 s	$10 \cdot 2^{10}$:1
3	IT mit OC	10,0 s ... 100 s	$100 \cdot 2^{10}$:1
4	IT mit OD	1 min ... 10 min	$600 \cdot 2^{10}$:1
5	IT mit OE	10 min ... 100 min	$6000 \cdot 2^{10}$:1
6	IT mit OF	1 h ... 10 h	$36000 \cdot 2^{10}$:1
7	IT mit OG	10 h ... 100 h	$36 \cdot 10^4 \cdot 2^{10}$:1
8	IT mit OH	1 d ... 10 d	$24 \cdot 36 \cdot 10^4 \cdot 2^{10}$:1
9	IT mit OI	2 d ... 20 d	$48 \cdot 36 \cdot 10^4 \cdot 2^{10}$:1
10	IT mit OK	4 d ... 40 d	$96 \cdot 36 \cdot 10^4 \cdot 2^{10}$:1

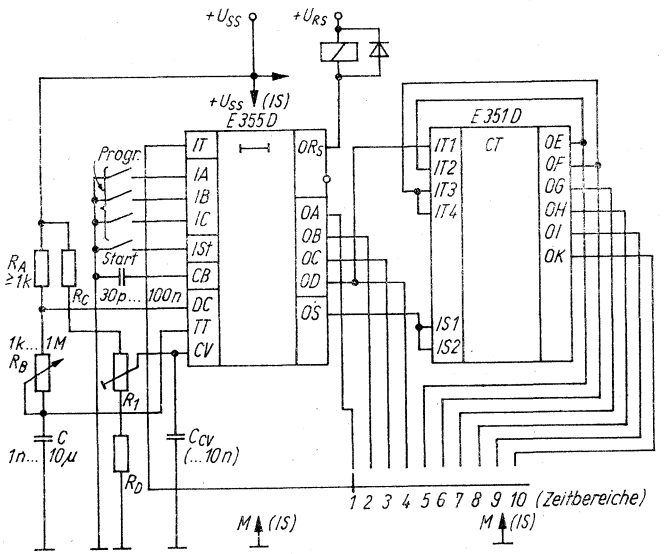


Bild 5.1 Applikationsschaltung des Herstellers für die Kombination *E 355 D/E 351 D* mit Frequenzumschaltung

ORs das t_v lange „Aktiv-L"-Signal. t_v ist die Periodendauer des mit IT verbundenen Ausgangs. Die vom Oszillatorhauptlagebereich und von der gewählten Verbindung abhängigen Zeiten gehen aus Tabelle 5.1 hervor. Eine Verringerung der Oszillatorfrequenz auf etwa 11 % gegenüber 1024 Hz liefert also – wenn die Stromversorgung nicht ausfällt und keine anderen Störungen auftreten – bereits einen Jahrestimer.

Eine weitere Zwischenverbindung darf man nicht vergessen: Mit OS vom *E 355 D* an IS 1 und IS 2 werden auch alle Zähler im *E 351 D* bei Start automatisch gesetzt.

Bild 5.1 zeigt die vom Hersteller als Applikationsschaltung für einen solchen „Universaltimer" empfohlene Kombination der beiden Schaltkreise. Die Programmiereingänge wurden dabei ebenso berücksichtigt wie der in den bisherigen Beispielen nicht erforderliche Feinabgleich des Oszillators durch Verschieben der Triggerschwelle (Bauelemente R_C, R_D und $R1$). Man kann – was besonders für längere Zeiträume wieder äußerst sinnvoll sein dürfte – das System mit einer Zustandsanzeige ausrüsten, wie sie für den *E 351 D* in Abschnitt 2.6. beschrieben wurde. Statt einer Ziffernanzeige kann aber auch in Spezialfällen (Nutzung eines der 10:1-Teiler des *E 351 D* in der letzten Stufe, entgegen der „Standard"-Applikation nach Bild 5.1) die 10-Punkte-Anzeige aus Abschnitt 4.7. an den *E 351 D* angeschlossen werden (an den Eingang dieser letzten 10:1-Stufe). Andere Anzeigemöglichkeiten lassen sich aus den Anregungen ableiten.

5.2. „Wochenend"-Programmsteuerungen

Nur an z. B. 2 von 7 Wochentagen genutzte Wochenendbehausungen können über einen größeren Teil des Jahres als Erholungspunkte wirken, wenn sie sich rationell vorheizen lassen.

Diese Aufgabe vermag unter Berücksichtigung seiner begrenzten „Treffsicherheit" bei tiefen Oszillatorfrequenzen eventuell sogar schon ein *E 355 D* allein zu übernehmen. Die Steuerung braucht auch nicht von vornherein für die gesamte Heizzeit aktiviert zu werden. Es erscheint vorteilhafter, nur eine vom Objekt abhängige (und gegebenenfalls noch in einer einfachen Verknüpfungsschaltung von der Außentemperatur beeinflußte) Vorheizzeit zu wählen und bei Ankunft von Hand zu schalten (oder auch nicht –

je nach Situation). Bleibt die „Datsche" dann einmal ein Wochenende lang ungenutzt, so hält sich der Energieumsatz in Grenzen. Beispiel: Die Einrichtung wird am Sonntagabend gegen 18.00 Uhr gestartet und soll in der Nacht von Freitag zu Sonnabend für einige Stunden einschalten. Der genaue Startzeitpunkt spielt keine Rolle, wenn mit einer Stellmöglichkeit für die Oszillatorfrequenz und mit einer kleinen Zeittabelle gearbeitet wird. Man kann das auch gleich auf der Skale vermerken, die dann am Gerät anzubringen ist. Einen Teil von R_B gestaltet man dabei variabel, so daß mit der dadurch möglichen Frequenzänderung der Zeitpunkt des selbsttätigen Einschaltens bei beliebigem Startzeitpunkt am Sonntag davor etwa konstant gehalten wird. Mit z. B. 15.00 Uhr als Sonntagsmittelwert empfiehlt sich eine Zeitvariationsmöglichkeit um $\pm$ 6 h, also von 09.00 Uhr morgens bis 21.00 Uhr abends. Soll sich die Anlage z. B. am folgenden Sonnabend morgens gegen 07.00 Uhr einschalten (beliebig gewählte Beispielzeit), so gilt: Zeitspanne von 15.00 Uhr Sonntag bis 07.00 Uhr Sonnabend 136 h. Variation um $\pm$ 6 h heißt also $\pm$ 4,4%. (Um diesen Prozentsatz ändert sich dann auch die „Aktivzeit".) Die Anlage soll, falls man nicht anwesend ist (und dann z. B. ein umschaltbares, anderes Heizprogramm startet), nach einigen Stunden (z. B. nach 2 oder 5 h) wieder abschalten. Derart „beliebige" Ein-Aus-Kombinationen realisiert man am günstigsten ähnlich dem bei einigen Timern nach Abschnitt 4. bereits entwickelten Verfahren, wobei den sperrstrom- und damit temperaturbedingten Grenzen Beachtung zu schenken ist. Daher die folgenden Schaltungen stets mit Abschnitt 6. überdenken! Außerdem: Gesetze zur Primärheizung mit Elektroenergie beachten!

5.2.1. Wochenendsteuerung, Variante 1

Programmiert wird die Kippfunktion. (Das ist aber nur sinnvoll, wenn kein Zyklusbetrieb gewünscht wird, der bei längerer Abwesenheit dennoch jedes Wochenende wieder einschaltet.) Sie sichert einmalige Reaktion der Schaltung über ISt, der anschließend (wenn z. B. die Kontrollanzeige den Start signalisiert) wieder auf H gelegt werden kann. ORs befindet sich ab Start auf L. OD, mit IT verbunden, nimmt nach $t_{v1}/2$ H an. Das ist ein für das Einschalten günstiger Zeitpunkt. Eine logische UND-Verknüp-

fung von OD und ORs wird als Schaltsignal benutzt. Dieses Signal soll mit dem noch in Abschnitt 7. vorgestellten Nullspannungsschalter mit Potentialtrennung über einen Optokoppler die Last einschalten (und nach der gewünschten Zeit wieder abschalten). Es gilt, wenn man den Impulsplan nach Bild 5.2 zugrunde legt: $Y = OD \cdot \overline{ORs}$. Bei der bauelementesparenden Realisierung nach Bild 5.3 wird dennoch der nichtinvertierende Ausgang ORs benutzt, da er den größeren Strom aufzunehmen vermag, und

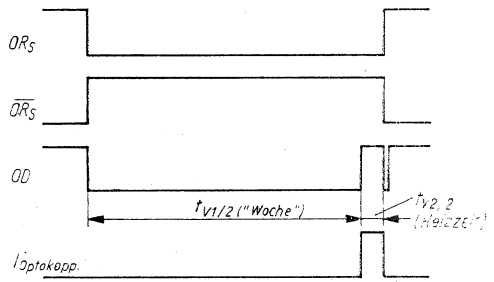


Bild 5.2 Impulsdiagramm für eine Wochenendsteuerung mit Frequenzumschaltung

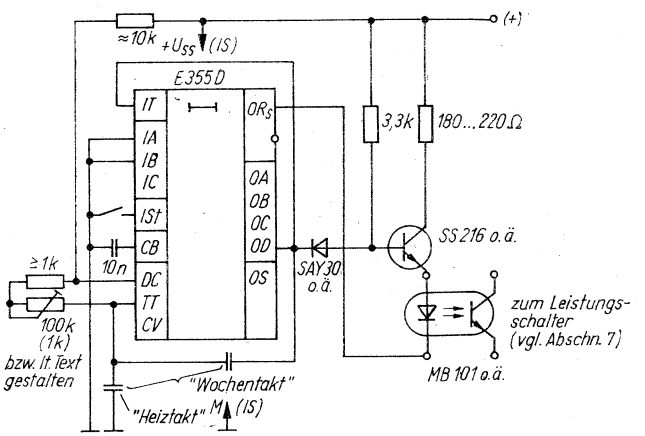


Bild 5.3 Realisierung des Impulsdiagramms nach Bild 5.2 mit Optokoppler; (1k) bei 100k lies (1M)!

zwar im Sinne einer „Senke" für die Katode des Optokopplereingangs. Seine Anode wird über den Emitter eines npn-Transistors angesteuert, dessen Basis an OD liegt. Die Diode vor OD entkoppelt den Oszillator vom Transistor, denn der Taktkondensator C_{t1} für die lange Zeit ($t_{v1}/2$) ist ebenfalls mit OD verbunden. Von $t_{v1}/2$ ab kann der große Taktkondensator als vom Oszillatorbetrieb abgetrennt betrachtet werden. Es bleibt der unmittelbar an Masse liegende C_{t2}, der für die kürzere Einschaltzeit $t_{v2}/2$ verantwortlich ist. Für das Beispiel ergibt sich folgender Rechengang: Mittlere Zeit zwischen Starten und Einschalten: 136 h oder $489{,}6 \cdot 10^3$ s. Das ist der Wert $t_{v1}/2$. Daraus ergibt sich (IT an OD!)

$$C_{ges} = C_{tv1} + C_{tv2} = \frac{1{,}44 \cdot 979{,}2 \cdot 10^3}{2{,}01 \cdot 10^6 \cdot 600 \cdot 1024},$$

wenn mit $R_A = 10$ kΩ und $R_B = 1$ MΩ gerechnet wird.
Man erhält $C_{ges} = 1{,}14 \cdot 10^{-6}$ F $= 1{,}14$ μF.
Bei $t_{v2}/2 = 5$ h wird $C_{tv2} = 5/136 \cdot C_{ges} = 42$ nF. Daraus folgt $C_{tv1} = 1{,}1$ μF. Standardwerte von 1 μF (MKT o. ä.) und 39 nF (z. B. in Polyester) bringen außer Rechenwertfehlern noch ihre Exemplartoleranzen ein, so daß Ausmessen genauer Werte oder Korrektur am Grundwert z. B. von R_B zu empfehlen ist. Man setzt ihn daher am besten aus 3 Teilen zusammen: einem 100-kΩ-Potentiometer mit Skale für die begrenzte Variation der Frequenz je nach Startzeitpunkt (in Startzeiten geeicht), einem Stellwiderstand für den Abgleich auf Mitte Drehbereich (Kondensatortoleranzen) und einem Festwiderstand. Die Werteverteilung zwischen Stell- und Festwiderstand richtet sich nach der Fertigungstoleranz des 1-μF-Kondensators.

5.2.2. Wochenendsteuerung, Variante 2

Statt der Oszillatorfrequenz kann für den vorliegenden Einsatzfall vorteilhaft auch das Teilerverhältnis umgeschaltet werden. Um in günstigere Oszillatorfrequenzbereiche zu kommen, ist dabei außerdem der Einsatz eines *E 351 D* möglich, jedoch nicht Bedingung. Die Lösung der Aufgabe besteht in einer „wired-AND"-Verdrahtung der open-collector-Ausgänge OD und OB. Die Oszillatorfrequenz ist in diesem Fall so zu legen, daß die

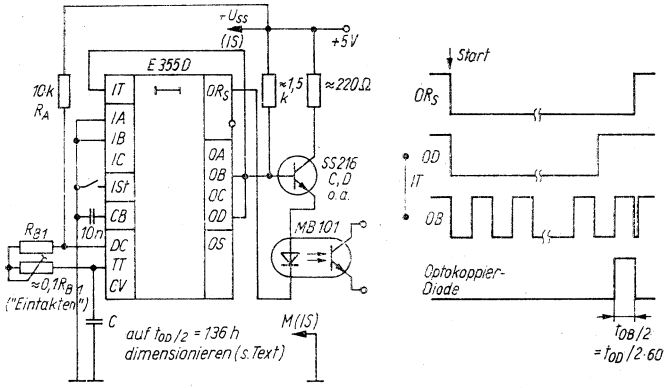


Bild 5.4 Wochenendsteuerung mit Teilerumschaltung: Prinzip; nur etwa 2 aktive Stunden

Einschaltverschiebung gegenüber der ersten Variante berücksichtigt wird. Gemäß Impulsplan in Bild 5.4 schaltet sich die Einrichtung auf Grund der gewählten Verknüpfung nicht nach $t_{OD}/2$, sondern erst nach $t_{OD}/2 + t_{OB}/2$ ein und nach $t_{OD}/2 + t_{OB}$ wieder aus.

Zwischen OB und OD beträgt das Teilerverhältnis 60:1 oder, für das Verständnis der vorliegenden Lösung günstiger: Die Periode von OD ist 60mal so lang wie die von OB. Wenn also OD nach einer halben Periode auf H geht, hat OB gerade die 30. Periode hinter sich und gerade auf L geschaltet. Das nächste H an OB erscheint nach $(t_{OD}/2):60$ und dauert ebensolange. Genau das ist die Aktivzeit der Schaltung nach Bild 5.4. Läßt man die kleine Zeitverschiebung zur 1. Variante zu und gibt wieder $t_{OD}/2 =$ 136 h vor, so kann die gleiche Taktkapazität wie in der ersten Variante benutzt werden. Sie liegt diesmal aber fest an Masse; Bedenken bezüglich Sperrstromabhängigkeit der Frequenz entfallen.

Der genaue Schaltzeitpunkt kann wiederum wie vorher „eingetaktet" werden (Potentiometerteil von R_B). Die Aktivzeit ist also nun 136/60 oder etwas mehr als 2 h. Das mag vielleicht recht kurz sein. Die Rechnung ist aber auch auf eine Kombination von *E 355 D* mit *E 351 D* anwendbar.

5.2.3. Wochenendsteuerung, Variante 3

Der *E 351 D* läßt sich einerseits freizügiger in der Reihenfolge der Teiler kombinieren, andererseits stehen weitere Teilerverhältnisse zur Verfügung. Da das Verhältnis von 60:1, über eine Woche gesehen, zu nur etwas mehr als 2 Einschaltstunden führt, empfiehlt sich eine andere Stufung. Mit 5,67 h „Nennwert" (man beachte die durch Eintakten veränderte Oszillatorfrequenz!) bei einem Verhältnis von 24:1 ergibt sich eine wesentlich günstigere Konstellation. Bild 5.5 zeigt diese dritte Lösungsvariante. (Wegen der sinngemäß wie bei Variante 2 verschobenen Lage der Aktivzeit empfiehlt sich für Einschalten beim ursprünglichen „Wunschtemin" eine entsprechende Korrektur des Oszillators nach etwas höherer Frequenz zu.)

Der Einsatz des *E 351 D* in dieser nicht ganz „konventionellen" Kombination mit dem *E 355 D* bringt einige Besonderheiten. So kann Ausgang OD des *E 355 D*, da er IT4 des *E 351 D* taktet, nicht ohne weiteres zu einer „verdrahteten Verknüpfung" herangezogen werden. Da nämlich OH des *E 351 D* ab Start auf L liegt, würde IT4 gar keinen Takt erhalten. Das ist die zunächst nachteilige Seite des Problems. Es zwingt zu Maßnahmen, durch die aber die mögliche funktionseinschränkende Wirkung höherer Ausgangssperrströme – das theoretische Hauptproblem einiger vorangegangener Schaltungen, aktuell bei Grenzwertexemplaren und hohen Einsatztemperaturen – vermieden wird. Man kann davon ausgehen, daß die Schaltung an einer transformatorgespeisten, stabilisierten Spannung (s. Abschnitt 7.) betrieben wird. Vom Absolutwert dieser Spannung hängt der höchste mögliche Wert der „Pull-up"-Widerstände ab, die in der Schaltung nach Bild 5.5 funktionsbestimmend für standardgerechten Taktpegel ($U_H \leq 2{,}4$ V!) sind. Gemäß den Erläuterungen zur Frequenzwahl soll an OD des *E 355 D* eine L-Zeit von etwa 5,7 h erscheinen (etwas kürzer, wenn mit höherer Oszillatorfrequenz die Einschaltlage etwas vorgezogen wird, s. o.), d. h. eine Periodendauer von rund 11,4 h. Nach 12 dieser Perioden geht der zum Eingang IT4 gehörende Ausgang OH des *E 351 D* auf H.

Zu diesem Zeitpunkt nimmt OD gerade L an. Nach $12^1/_2 \cdot 11{,}4$ h sind sowohl OH als auch OD (dieser wieder für 5,7 h) auf H. Jetzt erhält der Transistor Basisstrom, und über den seit Start auf L liegenden Ausgang ORs des *E 355 D* wird die Leuchtdiode des

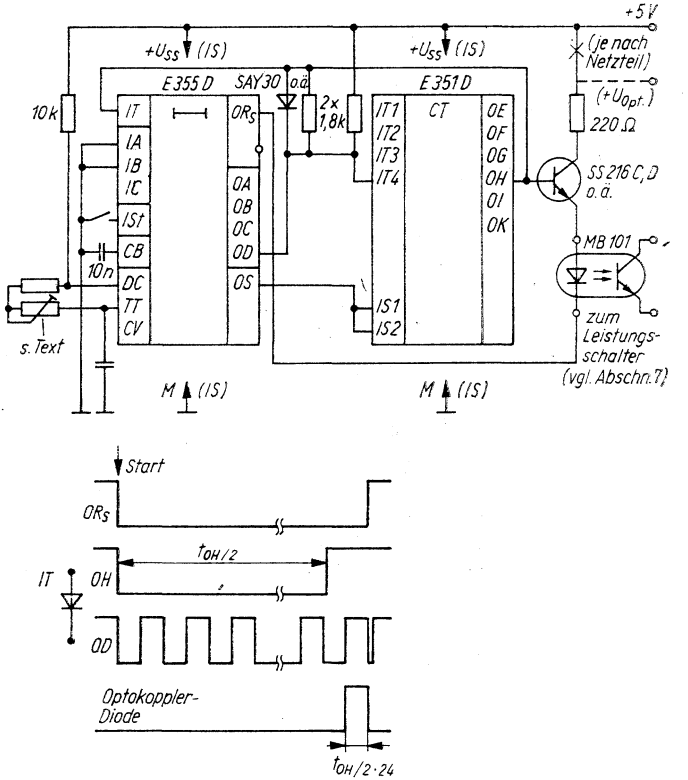


Bild 5.5 Wochenendsteuerung mit Teilerumschaltung und auf etwa 5,7 h erhöhter Aktivzeit (Takt-C neu berechnen)

Optokopplers mit etwa 15 mA aktiviert. Der mit dem Koppler verbundene Leistungsschalter schaltet die Heizung ein, bis nach etwa 5,7 h der gemäß Kippfunktion programmierte Vorgang beendet wird: Mit dem Übergang H – L an OD (und damit an IT) schaltet ORs auf H, und OS nimmt wieder L-Pegel an. Dadurch wird auch der *E 351 D* gesetzt, und OH geht auf H. Da jedoch ORs ebenfalls H angenommen hat, verlischt die Leuchtdiode, obgleich durch den Setzvorgang im *E 355 D* auch OD wieder H führt.

Der nächste vom Startschalter an ISt ausgelöste Vorgang schaltet ORs auf L, aber ebenso OH und OD. OD taktet wieder den *E 351 D* mit $T \approx 2 \cdot 5{,}7$ h usw.
Auf Grund der eingangs angedeuteten Problematik wird der L-Pegel an OD mit der (sozusagen den Takt „schützenden") Diode von der Basis des Transistors und von IT her auf etwa 0,5 V angehoben.
Da IT jedoch bis 0,8 V als L erkennt, ist das – wie auch in anderen Beispielen dieser Broschüre – zulässig. Der der Diode parallelliegende Widerstand ist niederohmig genug, um auch bei größerem (zugelassenem) Sperrstrom von OH an der Transistorbasis noch die nötigen etwa 2,5 V H-Spannung zum Einschalten des Optokopplers (bzw. – bei gesperrtem ORs – zum Takten von IT auf H) bereitzustellen. Im Zweifelsfall sind hier mit dem Oszillografen die Bedingungen zu kontrollieren, möglichst mit einem kleinen (zu Testzwecken umschaltbaren) Oszillatorkondensator im „Zeitraffer"-Verfahren. Der Widerstand von Plus zum Ausgang OD ist sinngemäß zu überprüfen. Im Mustergerät konnten die nötigen Pegel ohne Schwierigkeiten eingehalten werden.
Abschließend sei nochmals eindringlich auf die bei Netzbetrieb und einer so lange unbeaufsichtigt „zählenden" Anlage möglichen Störungen hingewiesen. Daher empfiehlt sich auch zunächst (neben sorgfältiger prophylaktischer Entstörung) ein „Kaltbetrieb" mit einer speichernden Fehleranzeige. Für ISt empfiehlt sich ein rastender Schalter, der nach Start geschlossen bleibt, was bei Kippfunktion zulässig ist. So werden von diesem Eingang Störungen ferngehalten.
Gegen kurzzeitige Netzausfälle ist eine automatisch für diese Zeit wirksame Batterie sinnvoll, z. B. Monozellen mit Sperrdiode oder auch ein ständig gepufferter Akkumulator.

5.3. Periodische Dosierungsschaltung für längere Zeiten

Neben der elektrischen Heizung (eventuell noch unter der Nebenbedingung „Außentemperatur") hat eine periodisch wirkende Zeitschaltung zahlreiche andere Einsatzmöglichkeiten. So entsteht oft das Problem, in einem bestimmten, u. U. relativ langen Zeitraum periodisch (also nicht wie bisher, einmalig) kurzzeitig einen Materiefluß freizugeben. Im Wohnbereich trifft das z. B.

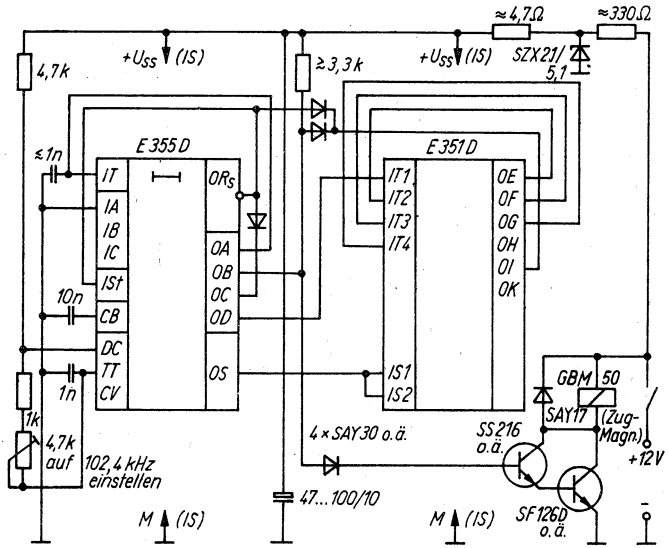


Bild 5.6 Steuerteil für einen Fischfutterautomaten

auf das Füttern von Zierfischen bei Abwesenheit zu. In [9] wird für ein solches Problem der elektromechanische Teil der Lösung vorgegeben. Bei Manuskripterarbeitung zu diesem Buch waren *E 351 D* und *E 355 D* gerade erst greifbar geworden. Bild 5.6 zeigt nun als Empfehlung eine gerade auch für diese Einrichtung gut verwendbare Zeitsteuerung, die sich an die Kurzzeitsteuerung nach Abschnitt 4.10. anlehnt. Durch den zusätzlichen Einsatz des *E 351 D* lassen sich extreme Verhältnisse zwischen Verzögerungs- und Aktivzeit erreichen. Beispielsweise soll im 24-h-Rhythmus jeweils nur für Sekunden „gespeist" werden. Einfaches Umlegen der Verbindung von OI auf OH erlaubt Übergang auf 12-h-Turnus ohne sonstige Veränderung des Verhaltens. Umschalten auf OE gestattet „Zeitraffung" für Testzwecke. Nun kann die Schaltung dank den Möglichkeiten des *E 355 D* so benutzt werden, daß sie nicht einfach einen (kurzen) Schaltimpuls an den Hubmagneten im Futterspender ausgibt, sondern eine Serie von 3 oder 5 Impulsen. Dadurch erhöht sich die Zuverlässigkeit der Spei-

sung, falls der freizugebende Futterkanal etwas verstopft ist, so daß die Fördernadel beim ersten Mal vielleicht klemmt.
Einige Randbedingungen schränken die Freizügigkeit der möglichen Verknüpfungen ein:

- Die höchste Oszillatorfrequenz gemäß TGL verbietet es, bei 24-h-Schaltperiode Ausgang OK zu verwenden, denn bei Multivibratorbetrieb ist diese Zeit ja gleich der halben Periodendauer, so daß aus 48 h Periodendauer eine nötige Oszillatorfrequenz von 204,8 kHz wird.
- Die begrenzte Schalthäufigkeit des Zugmagneten (man rechne – je nach Typ – mit Periodendauern von wenigstens 0,1 s) schränkt den Spielraum nach unten ein.
- Die vom Schaltventil geförderte Futtermenge (wenn nichts klemmt) muß in zulässigen Grenzen bleiben.

Beim Durchrechnen der möglichen Schaltstellen zeigt sich ein vernünftig erscheinender Kompromiß bei folgender Variante: Oszillatorfrequenz 102,4 kHz ergibt Schaltperioden an OI von je 2 × 24 h, mit 24 h L-Zeit beginnend (zunächst „ungestörter" Multivibratorbetrieb gerechnet). Dabei ist Serienschaltung aller Teiler vor OI vorausgesetzt worden. Am *E 355 D* erhält man damit folgende Halbperiodenzeiten bzw. Frequenzen:

100 Hz an OA (also 5 ms L, 5 ms H usw.),
10 Hz an OB (also 50 ms L, 50 ms H usw.),
1 Hz an OC (also 0,5 s L, 0,5 s H usw.),
1/6 Hz an OD (also 3 s L, 3 s H usw.).

Je nach konkreten Verhältnissen (Zugmagnet, Ventilgestaltung, gewünschte Futtermenge) wird man also für 500 ms freigeben und in dieser Zeit 5 mal je 50 ms anziehen und abfallen lassen (Fall 1) oder für 3 s freigeben und dabei 3 mal je 0,5 s anziehen und abfallen lassen (Fall 2). Verdrahtet wird demgemäß nach Bild 5.6 so (s. auch Abschnitt 4.10.!):

Fall 1: Freigabe von OC, d. h., die L-Impulsbreite am Ausgang entspricht der von OI an den Transistorausgang als H-Impuls abzugebenden Schaltbreite. OC muß also zusammen mit OI auf ISt wirken. ISt ist außerdem (entsprechend Abschnitt 4.10.) mit $\overline{\text{ORs}}$ zu verbinden. Während das direkt geschehen kann, sind für OI und OC Dioden in Gatterverknüpfungen nötig, damit $\overline{\text{ORs}}$ nicht mit L auf jene durchgreift. Der Eingang des *Darlington*-Schalttransistors wird (ebenfalls über eine Diode) von OI frei-

gegeben. Da er aber außerdem – und wenn dort nichts weiter anliegt, auch direkt – mit OB verbunden ist, pulst OB die Freigabe im gewünschten Sinne. Die übrigen Besonderheiten dieser Schaltung, u. a. die besondere Rolle, die hier der Zeitbereichseingang für das Sicherstellen der Periodizität über $\overline{\text{ORs}}$ spielt, wurden in Abschnitt 4.10. erläutert. Man beachte auch den – je nach Schaltkreisexemplar – nicht unbedingt nötigen Verzögerungskondensator an IT!

Da IT mit dem im übrigen freien OA verbunden ist, entfällt eine weitere Koppeldiode. Man braucht sie (s. wieder Abschnitt 4.10.), wenn aus bestimmten Gründen entweder OA noch anderweitig benutzt oder IT mit OB verbunden werden muß. Da OC zusammen mit OI hier die Aktivzeit bildet, darf jedenfalls IT wohl an OA oder OB, keinesfalls aber an OD oder gar noch höher angeschlossen werden. Die Impulsbilder von Abschnitt 4.10. (Bild 4.26) gelten qualitativ auch hier. OD ist jetzt OI, für OC steht aber auch in diesem Fall OC, jedoch bezüglich des H-Impulses für den Schaltausgang wird die H-Phase von OI noch mit 5 H-Impulsen von OB getaktet.

Fall 2: Freigabe von OD, d. h., die L-Impulsbreite am Ausgang OD entspricht der von OI her am Eingang der *Darlington*-Stufe erscheinenden H-Impulsbreite. In diese „eingebettet" sind jetzt aber 3 H-Impulse von Ausgang OC her mit einer Schaltbreite von je 0,5 s, denn diesmal wird OC mit der Basis verbunden. (Wieder ist direktes Verbinden zulässig, wenn OC jetzt nicht noch anderweitig genutzt wird.)

Fall 2 gestattet aber, was vielleicht in anderen Anwendungen interessant sein kann, auch Rütteln mit OB, so daß 30 statt 3 Impulse abgegeben werden. Selbstverständlich kann man aber in beiden Fällen ohne die „Rüttelimpulse" einfach für 0,5 s (Fall 1) oder für 3 s (Fall 2) den Zugmagneten betätigen oder einen anderen Vorgang auslösen.

Über dieses Anwendungsbeispiel hinaus liefert also das System, wenn die Transistorschaltstufe nur mit OI ausgesteuert wird, bei entsprechendem Anschluß des die Breite bestimmenden Ausgangs an ISt folgende Schaltimpulsbreiten nach jeweils 24 h: 5 ms von OA, 50 ms von OB, 0,5 s von OC, 3 s von OD, 30 s von OE, 3 min von OF usw. 48 h schließlich ergäbe OK. Eine Variation der Oszillatorfrequenz zu kleineren Werten hin weitet die Ein-

satzmöglichkeiten des Systems zu längeren Zeiten aus: Verzehnfachung ergibt sich z. B. mit 10,24 kHz, Verhundertfachung mit 1,024 kHz. Die Schaltimpulsbreite wächst mit dem gleichen Faktor. Nach kürzeren Zeiten zu (oder auch im gleichen Zeitbereich) hat man in den Proportionen durch die beliebige Serienschaltung der Teilerketten des *E 351 D* zahlreiche weitere Variationsmöglichkeiten.

Bei Nutzung der in den Schaltungen nach Bild 4.25 und Bild 5.6 steckenden Möglichkeiten empfiehlt sich gründliches Überdenken — Impulspläne aufstellen! — und Testen der Versuchsschaltungen. Man bedenke den gegebenenfalls nötigen Kondensator an IT. Kontrolle auf tatsächlich entstehenden Rücksetzimpuls ist einfach: 1,2 kΩ und Leuchtdiode von Plus her, Katode an OS. Ihr Aufblitzen nach der erwarteten Zeit zeigt einwandfreie Schaltungsfunktion.

6. Zur Problematik der Sperrströme

Alle bisherigen Beispiele, soweit mit Kondensatorumschaltung für die Taktsteuerung gearbeitet wurde, unterlagen der Einschränkung, daß die Sperrströme der dazu benutzten Ausgänge bei den gewählten Betriebsverhältnissen um Größenordnungen unter dem in der TGL zugelassenen worst-case-Wert von 250 μA bei 85 °C Betriebstemperatur liegen mußten. Anderenfalls ergibt sich keine definierte Abschaltung des Kondensators von den Vorgängen am Anschluß TT. Alle in den beschriebenen Schaltungen benutzten Exemplare hatten unter den bei Zimmertemperatur gegebenen Einsatzbedingungen weniger als 100 nA. Schon bei (mit Widerständen nachgebildeten) Strömen um etwa 2 μA begann sich dagegen der „abgeschaltete" Kondensator auf die Frequenz auszuwirken. Mit dieser Gefahr rechnen zu müssen, ohne Gegenmaßnahmen zu kennen, ist unbefriedigend. Es folgen daher einige Vorschläge, um in dieser Hinsicht ungünstige Schaltkreise ebenso vielseitig einsetzen zu können wie alle anderen (günstigeren). Das bezieht sich vor allem auch auf Einsatzfälle, wo höhere Temperaturen nicht auszuschließen sind.

Reströme in Halbleitern verdoppeln sich im allgemeinen je 5 bis 7 K Temperaturerhöhung. Ein Anfangswert, der bei einer Kristalltemperatur von 25 °C gemessen wird, erreicht damit schon bei 30 °C etwa den doppelten und bei etwa 50 °C rund den 30fachen Wert. Aus 10 nA bei 25 °C z. B. werden also 1,3 μA bei 60 °C Kristalltemperatur usw. Als Konsequenz dieses allgemeinen Verhaltens von Halbleiterbauelementen sollte man die Einsatzbedingungen des Schaltkreises so wählen, daß er sich nicht unnötig erwärmt. Das heißt z. B.

- Schaltkreis und wärmeabgebende Bauelemente genügend weit voneinander entfernt anordnen,
- Leistungselektronik-Bauelemente außerdem optimal kühlen,
- Aufstellungsort so wählen, daß weder starke Sonneneinstrahlung noch Aufheizen durch andere äußere Wärmequellen zu befürchten ist,
- *P*-Typen besonders sorgfältig einsetzen; für sie gelten niedrigere

Werte der oberen Grenztemperatur (hauptsächlich aber bedingt durch das vereinfachte Meßverfahren).

Auf diese Weise „entschärfen" sich für viele Anwendungen bereits die generellen Bedenken bezüglich des Sperrstromverhaltens. Schließlich aber ist der genannte Grenzwert bei Maximaltemperatur und bei maximaler Sperrspannung definiert. Bei den Markentypen *E 355 D* und *D 355 D* bedeutet das immerhin 14 V für ORs. Außerdem handelt es sich um einen statistischen Wert, der von der Mehrzahl der Bauelemente ohnehin kaum erreicht wird.

Somit ergeben sich aus der näheren Betrachtung des Sperrstromproblems drei Schaltungsgruppen:

- Schaltungen, bei denen dieser Strom keinen Einfluß auf die Funktion hat,
- Schaltungen, bei denen er erst bei höheren Werten stört und dann aber durch einfache Maßnahmen abgeleitet werden kann (z. B. pnp-Transistor mit Ableitwiderstand parallel zur Basis-Emitter-Strecke),
- Schaltungen, bei denen bereits kleinere Sperrströme, die mit höherer Wahrscheinlichkeit zu erwarten sind, die Funktion beeinflussen.

Schaltungen der zweiten Art lassen sich also bei Bedarf jederzeit „unbedingt sicher" auslegen. Zur dritten Art zählen solche, die sich der zunächst elegant wirkenden Methode des Kondensator-Zuschaltens und -Abschaltens bedienen. Sofern dabei der Kondensator für den Ton ständig an Masse liegt und der Taktkondensator (genauer: der die gewählte Zeitspanne bestimmende Kondensator) geschaltet wird, ist das Problem unbedeutend. In gewissen Grenzen bewirkt dann höherer Reststrom lediglich eine Veränderung der Tonfrequenz, was meist akzeptiert werden kann. Umgekehrt führt jedoch, wie festgestellt, schon ein Reststrom um 1 bis 2 μA zu einer merklichen Beeinflussung der Taktfrequenz, wenn der Tonkondensator über ORs angeschlossen wird, also während der Taktzeit (theoretisch) wirkungslos ist.

An dieser Stelle erscheint es übrigens – in Überleitung zu Maßnahmen gegen solche Effekte – sinnvoll, noch kurz auf den Mechanismus des Zu- und Abschaltens eines Kondensators über einen open-collector-Transistor einzugehen. Wenn der Transistor sperrt, legt er den Kondensator nicht sofort still. Bis zu diesem Augenblick wurde der Kondensator vom Punkt TT her gegen

Masse positiv im Bereich zwischen den Schaltschwellen des Komparators geladen. Am jetzt gesperrten open-collector-Ausgang liegt damit die negative Seite dieser Ladung. Sie findet als Strompfad die Kollektor-Basis-Strecke des Transistors und den Widerstand zwischen Basis und Masse vor. Das bewirkt ein Durchschalten des Transistors mit der jetzt in Durchlaßrichtung geschalteten Kollektor-Basis-Diode. Man kann dieses Experiment an jedem „diskreten" Transistor nachvollziehen. Der Stromfluß kann sich also nur in dieser einen Richtung ausbilden, bis sich der Kondensator entsprechend umgeladen hat. Dann nimmt er am weiteren Ablauf nicht mehr teil. Nur bei merklichem Sperrstrom kann weiterer periodischer Ladungsausgleich ablaufen, und zwar im Rhythmus der vom nicht abgeschalteten zweiten Kondensator im Oszillatorteil bestimmten Frequenz. Sie wird wegen des unerwünscht mitlaufenden Kondensators verringert. Ist der gewollt aktive Kondensator für die eingestellte Zeitspanne verantwortlich, nimmt also der „abgeschaltete" Kondensator über den Sperrstrom Einfluß auf die tatsächliche Zeit. Der „positive Pfad" für ihn fehlt dagegen im open-collector-Ausgang, wenn der Sperrstrom zu vernachlässigen ist.
Wird nun der open-collector-Transistor wieder eingeschaltet, wirkt für die „positive Halbwelle" (das sei die Ladephase des zwischen Kollektor und TT liegenden Kondensators) der Transistor in normaler Betriebsweise. Für die umgekehrte Richtung arbeitet er in Inversbetrieb. Auch das läßt sich mit einem normalen Transistor leicht nachbilden.

6.1. Problemlösungen

Oft genügt bereits ein einziger (billiger) Plasttransistor, um möglichen Sperrstromeinflüssen des Schaltkreises aus dem Wege zu gehen. Ausgangspunkt ist dabei die Überlegung, daß sich ein externer Transistor jederzeit so günstig auswählen bzw. (und) beschalten läßt, daß bei ihm mit Sicherheit ein Sperrstrom von mehr als z. B. 100 nA ausgeschlossen werden kann. Im Nachtrag zur Schaltung nach Bild 4.16, die sicherlich auf großes Interesse stoßen dürfte, wird daher zum einen (zunächst) noch eine Verbesserung bezüglich des Signaltons beschrieben. Zum anderen aber wird am sich aus ihr ergebenden Sperrstromproblem gezeigt,

wie ein externer Transistor hier selbst ein Vielfaches des „worst case" zu umgehen vermag. Die mit Bild 4.16 vorgestellte Lösung befriedigt, solange es um einen relativ engen Zeitbereich geht, etwa im Falle eines nur zwischen z. B. 30 s und 2 min benötigten Timers. Der volle Bereich des Drehwiderstands läßt aber Zeiten zwischen weniger als 20 s und etwa 6 min zu bzw. in Stellung „x10" rund 3 min bis 60 min. Zwangsläufig verändert sich im gleichen Verhältnis gegenläufig die Signalfrequenz, also maximal um den Faktor 20. Unter der Voraussetzung serienüblicher kleiner Eingangsströme hilft dagegen eine Maßnahme, die lediglich einen anderen C-Wert an einer anderen Stelle der Schaltung bedingt: Der eigentliche Tonkondensator entfällt. Dafür wird vom Verbindungspunkt von Potentiometer und Vorwiderstand (dieser ist auf 3,9 bis 4,7 kΩ zu erhöhen) ein Kondensator von 100 nF zum bisher unbenutzten Ausgang $\overline{\text{ORs}}$ gelegt. Jetzt ändert sich die Tonhöhe in Abhängigkeit von der eingestellten Zeit nur noch wenig. Man kann sie also mit diesem Kondensator in einen gut hörbaren Bereich legen, den auch die Signalkapsel gut abstrahlt. Die Wirkung dieser Maßnahme erklärt sich aus dem Mechanismus des „Komparator-Oszillators" im *E 355 D*: Der Taktkondensator C_T wird auf übliche Weise über den Begrenzungswiderstand (jetzt etwa 3,9 kΩ), den Stellwiderstand und den Vorwiderstand (10 kΩ) von der Betriebsspannung her aufgeladen. Erreicht diese Spannung rund $^2/_3$ der Betriebsspannung U_B, so spricht die Komparatorkombination mit ihrer oberen Triggerschwelle an. Sie befindet sich im Schaltkreis hinter Anschluß TT. Dadurch wird der bisher gesperrte Entladetransistor eingeschaltet, dessen Kollektor am Anschluß DC liegt. Der Kondensator muß sich also über Stellwiderstand und Begrenzungswiderstand entladen. Bei etwa $U_B/3$ sperrt DC, für C_T beginnt ein neuer Ladevorgang. Der Signaltonkondensator C_S dagegen findet in der beschriebenen Version nur den Begrenzungswiderstand als zeitbestimmenden Lade- und Entladewiderstand vor. Daraus erklärt sich auch sein trotz der gegenüber dem Takt wesentlich höheren Frequenz größerer Wert. Seine genaue Größe ist unkritisch, man kann also einen platzgünstigen Keramiktyp wählen. Bei genügend kleinem Sperrstrom von $\overline{\text{ORs}}$ beeinflußt er die Taktfrequenz nicht. Umgekehrt wirkt auch der Taktkondensator (praktisch) nicht auf die Tonfrequenz. Da er jedoch am

mehrfach benutzten Ausgang ORs liegt, ergab sich ein gewisser Einfluß in Richtung einer etwas kleineren Tonfrequenz. Das läßt sich minimieren, wenn Taktkondensator und Starttaste direkt, alle anderen Punkte aber erst über eine Entkopplungsdiode in ORs münden. Die Katode dieser Diode liegt an ORs. Die noch bleibende geringfügige Beeinflussung der Tonhöhe ist bei maximalem Wert des Stellwiderstands am größten. Am Muster wurde eine Periodendauererhöhung um etwa 2% gemessen. Für den vorgestellten Einsatzfall war der Effekt ohne Bedeutung. Daher fehlt in der Schaltung nach Bild 4.16 diese Entkopplungsdiode. Es sind jedoch Anwendungen denkbar, wo es nützlich sein kann, sich ihrer zu erinnern.

Eine interessante Lösung für das Kompensieren von worst-case-Sperrströmen bei Schaltungen mit Kondensatorumschaltung wurde erst kurz vor Drucklegung dieser Broschüre gefunden. Sie kann daher nur verbal beschrieben werden. Als Beispiel eignet sich wieder Bild 4.16. Der Tonkondensator wird dabei nicht direkt an $\overline{\text{ORs}}$ gelegt (es handelt sich also schon um die verbesserte, in diesem Abschnitt „nachgereichte" Lösung), sondern erst über die Kollektor-Emitter-Strecke eines *SS 216 D* o. ä. Seine Basis erhält einen Spannungsteiler: 22 kΩ nach Plus und 6,8 kΩ nach Masse. Ein weiterer Widerstand (10 kΩ) führt von Plus zu $\overline{\text{ORs}}$, also auch an den Emitter des externen Transistors. Er gewährleistet auch bei ungünstigsten Bedingungen, daß die Basis-Emitter-Strecke gesperrt bleibt, bis $\overline{\text{ORs}}$, von den Abläufen im Schaltkreis gesteuert, tatsächlich nach Masse durchschaltet. Das Einschleifen eines externen Transistors für den Fall, daß die Frequenz sonst mit ORs umgeschaltet wird, zeigt Bild 6.1. Das kann man ebenfalls wieder z. B. an der Schaltung nach Bild 4.16 erproben. Der npn-Transistor wirkt als Inverter, muß also von $\overline{\text{ORs}}$ gesteuert werden. Das ist auch insofern günstig, als damit die bereits geschilderten Auswirkungen der Mehrfachbeschaltung des Ausgangs ORs umgangen werden.

Wenn schließlich extreme Forderungen bestehen, z. B. an die Frequenzkonstanz (im Rahmen der von der Gesamtkonzeption gegebenen Möglichkeiten), so schaltet man mit einem solchen Transistor den Taktkondensator nicht direkt, sondern über ein Relais. Dafür empfiehlt sich eine Ausführung mit Schutzrohrkontakt.

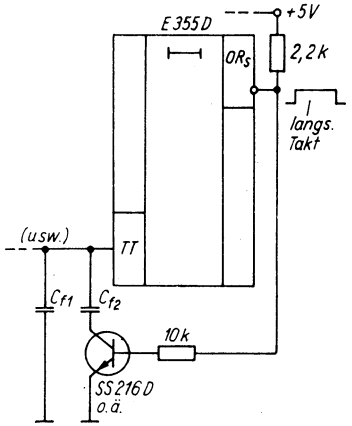


Bild 6.1
Umgehen des Sperrstromeinflusses auf die Oszillatorfrequenz bei Taktumschaltung auf Tonfrequenz als „Ende"-Signal oder zur Umschaltung auf tiefe Frequenz mit H-Pegel von anderen Ausgängen während des Ablaufs

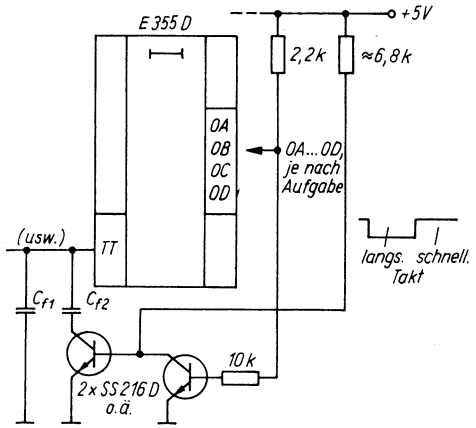


Bild 6.2 Umschalten der Taktfrequenz während des Ablaufs auf tiefe Frequenz mit L-Pegel von einem der Ausgänge her

Für den Fall, daß ein Umschaltsignal auf tiefe Frequenz z. B. vom L-Pegel von OA bis OD abgeleitet werden muß, ist zu überprüfen, ob sich durch schaltungsspezielle Maßnahmen ein dann zunächst nötiger zweiter Invertertransistor sparen läßt. Hier könnte z. B. auch ein *U 40098 D* mit Tristate-Ausgängen interessant werden.

Bild 6.2 zeigt die meist sinnvollste Schaltung mit 2 Transistoren. Die oft interessante und in dieser Broschüre dreimal eingesetzte Batterieautomatik mit Halteschaltung z. B. über ORs wird fragwürdig, wenn im gewünschten Ausschaltzeitpunkt (also dann, wenn ORs wieder auf H geht), in diesen Anschluß noch ein Sperrstrom fließt, der den Automatiktransistor weiter geöffnet hält. Gegen solchen „worst case" hilft u. U. bereits ein entsprechend dem zu erwartenden Strom berechneter Widerstand parallel zur Basis-Emitter-Strecke des Automatiktransistors. Dann muß allerdings nicht nur der Vorwiderstand entsprechend verringert werden, sondern die Haltezeit verringert sich merklich. Schließlich aber stellt ein solcher dann die Batterie ständig belastender Strom den Sinn der Automatik in Frage.

Allen Sperrstromproblemen aus dem Wege geht man mit einem zusätzlichen Transistor (s. Bild 6.3) in Verbindung mit einem „pull-up"-Widerstand am Anschluß $\overline{\text{ORs}}$ und einer Diode. $\overline{\text{ORs}}$ liegt während der gesamten Aktivzeit auf H, und von dort wird die Basis des Transistors gesteuert. Der Widerstandswert richtet sich nach dem höchsten auftretenden Sperrstrom. Falls – wie etwa in der Schaltung nach Bild 4.16 – der Anschluß ISt beim Starten mit auf L gelegt werden muß (und am Ende der Aktivzeit wieder auf H gehen soll), ist er über eine Trenndiode in gezeigter Weise mit dem Kollektor des Zusatztransistors (V3 in Bild 6.3) zu

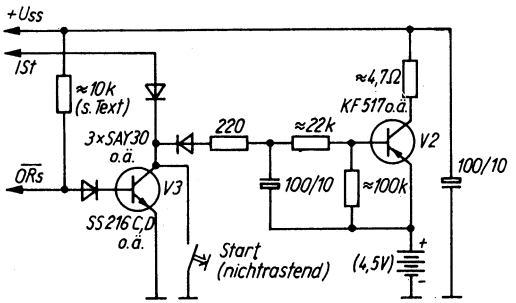


Bild 6.3 Die zusätzlichen Bauelemente V3 und R_p bewirken in dieser mehrfach benutzten und komplett wiedergegebenen Batterie-Automatikschaltung, daß auch bei größeren Sperrströmen der Schaltkreisausgänge einwandfrei wieder automatisch abgeschaltet wird ($R_p \approx 100$ kΩ)

verbinden. Dieser Punkt entspricht im „Pegelverhalten" wieder ORs, an dem ISt vorher lag. Selbst der Start kann nun wie bisher eingeleitet werden, wie Bild 6.3 zeigt. Bei dieser Lösung ist aber noch ein Umstand zu beachten, der sich aus den sozusagen dynamischen Bedingungen des Abschaltens ergibt: Am Ende der Signalzeit sinkt die Betriebsspannung bereits merklich ab. Sobald nun die interne Schaltkreisstromversorgung darauf reagiert, wird auch der Ausgang ORs zunehmend hochohmig. Für den Fall, daß dadurch V3 wieder einen Basisstrom erhält, der V2 erneut öffnet, stellt sich eine Art „Reststromverhalten" ein. Im praktischen Fall (erprobt an Bild 4.16) bedeutete das etwa 100 μA Dauerstrom von der Batterie. Das stellt die Automatik in Frage. Für die Werte der Schaltungen von Bild 4.16 und Bild 6.3 (Speisung aus Flachbatterie) brachte aber bereits die in der Schaltung nach Bild 6.3 enthaltene Diode vor der Basis von V3 Abhilfe. Dadurch erreichte selbst bei einem bewußt als Test bis auf 1,8 kΩ verringerten Widerstand von Plus nach $\overline{\text{ORs}}$ die Basisspannung im Ausschaltprozeß nicht wieder den kritischen Wert für das unerwünschte Verhalten.

Einen schnellen Abbau der Restladung des Basiskondensators von V2 schließlich sichert der der Basis von V2 parallelliegende 100-kΩ-Widerstand. Damit geht die Stromaufnahme bereits etwa 10 s nach Signalende nahezu auf 0 zurück. Der Widerstand verringert die Signalzeit nur wenig, bewirkt aber rasche Entladung des Kondensators in jenem Bereich, in dem U_C nur noch knapp über U_{bemin} liegt. (Er ist auch ohne die Zusatzmaßnahmen gemäß Bild 6.3 sinnvoll und daher Bestandteil auch der Schaltungen nach Bild 4.12 und Bild 4.16.)

6.2. Meßverfahren

Tabelle 4 der *TGL 35335* gibt als Größtwert für den Ausgangssperrstrom I_{OH} bei U_{SS} = 4,75 V und U_{OH} = 7,25 V 250 μA an; für den Ausgang ORs ist dafür (nur bei D bzw. *E 355 D*) U_{OH} = 14 V zu setzen.

Die einzelnen Ausgänge sind bekanntlich bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen des Schaltkreises gesperrt. (Das ist, da open-collector-Transistoren, der Zustand „H".) Daher muß man für jeden zu messenden Ausgang durch entsprechende Belegung

oder (und) Aussteuerung diesen Zustand vom Schaltkreis her gewährleisten. Das geht aus den Impulsdiagrammen von Abschnitt 3 oder auch aus bestimmten Anwendungsschaltungen in Abschnitt 4. und Abschnitt 5. im Zweifelsfalle hervor. Man beachte außerdem, daß die *P*-Typen weiter eingeschränkte U_{OH}-Werte haben. Dort gelten 250 μA Sperrstrom bereits bei $U_{OH} =$ 6,5 V als zulässigem Höchstwert!

Interessantestes Detail der vorgeschriebenen Einstellwertkonstellation besteht also darin, daß für die Betriebsspannung der untere vom Hersteller vorgegebene Wert von 4,75 V benutzt wird, während der gesperrte Ausgang mit einer (wesentlich) höheren Spannung zu belegen ist. Für Einsatzfälle außerhalb dieser Datengarantie (Flachbatterie oder, da *3 R 12*-Batterien in Zukunft nicht mehr benutzt werden dürfen, z. B. 3 $\times$ R6-Zelle o. ä.), die zu Risiko des Anwenders gehen, sollte man daher den Schaltkreis mit der minimalen U_{SS} messen, bei der dieses Exemplar noch arbeitet (also z. B. bei 3,8 V).

7. Leistungsausgaben und Stromversorgung

Bisher endeten alle Einsatzbeispiele beim Signal, das am Ende der eingestellten Zeitspanne ertönt. Mit dem *E 355 D* sollen jedoch vorrangig Wirkungen geschaltet werden. Seine Rolle beim Problem der rationellen Energieanwendung kann man dabei nicht hoch genug bewerten. Letzten Endes geht es also um den Eingriff in Netzspannungskreise. Dem erfahrenen Amateur wie dem Rationalisator in der Industrie sind die sicherheitstechnischen Probleme dabei bekannt. Diese Broschüre kann auf sie nicht ausführlich eingehen. Es werden jedoch Wege gezeigt, die den Sachkundigen in die Lage versetzen, den gefahrlosen Einsatz von Zeitsteuerungen auch in Verbindung mit Netzstromkreisen zu realisieren.

Drei grundsätzliche Wege sind möglich:

- Einbeziehen der Steuerschaltung in das Netzsystem durch Vollisolation; Betätigungsorgane entsprechend vor Berühren gefährlicher Punkte isoliert (Schalter, Taster, Steller mit den Sicherheitsbestimmungen entsprechenden Bedienglieder).
- Ausgabe des Schaltsignals von niederspannungsgespeister Zeitsteuerschaltung zu einem im isolierten Netzsystem enthaltenen Relais, dessen Potentialtrennung zwischen Treiber- und Kontaktkreis jedoch den Bestimmungen der anzuwendenden Schutzklasse entsprechen muß (gerade bei Relais wird vom Unerfahrenen oft gefährlich gesündigt!).
- Ausgabe des Schaltsignals an einen im isolierten Netzsystem enthaltenen Optokoppler.

Beide letztgenannten Fälle haben eine kritische Stelle. Das ist der Punkt, über den Steuer- und Netzkreis gekoppelt werden. Ein z. B. für 4 kV ausgelegter Optokoppler kann nur echt schützen, wenn seine Eingangsanschlüsse so herausgeführt werden, daß auch alle potentialführenden Punkte „ringsum" für diese Spannung ausreichenden Abstand zum Eingang haben. Weitere Probleme der mechanischen Stabilität und der Unempfindlichkeit gegen Umwelteinflüsse (vor allem Feuchte) kommen hinzu. Man muß also – und das setzt die entsprechende Sachkenntnis voraus – die im folgenden wiedergegebenen Beispiele unbedingt

in diesen Rahmen einfügen, oder man darf sie gar nicht erst zu realisieren versuchen!

7.1. Stromversorgungsfragen

Der erste der soeben genannten Fälle bedeutet, daß die Zeitgeber-IS im netzspannungsführenden Gesamtgerät versorgt wird. Bis zu 17 mA für den *E 355 D* und weitere 7 mA für den *E 351 D* bedeuten jedoch einen Leistungsumsatz zwischen 4 und 6 W (Netz-Überspannung eingerechnet), der als Wärme im Gerät entsteht, wenn ein Vorwiderstand von der Netzspannung her benutzt wird. Bild 7.1 deutet diese Möglichkeit an. Zum Isolationsproblem kommt dann also noch das der Abführung dieser im Widerstand relativ konzentriert, also mit höherer Temperatur entstehenden Wärme. Günstiger schneidet da ein kleiner Transformator ab, z. B. ein *LL 30*. Seine Eigenverluste können wesentlich unter jenen Werten gehalten werden, und die Betriebstemperatur bleibt bei zweckmäßiger Auslegung insgesamt niedriger.
Außer für Kurzzeitsteuerungen ist ein solcher Transformator daher auch für die beiden anderen Fälle zu empfehlen. Dabei zieht man trotz des damit verbundenen größeren Spannungshubs bei Belastung eine Ausführung vor, bei der nach dem Streutransformatorprinzip Primär- und Sekundärseite getrennt auf je einer Spule angeordnet sind. Im Fall eines *EI*- oder *M*-Schnittes, die wieder eine festere Kopplung bedeuten, wähle man unbedingt Zweikammerkörper. Größtmögliche Sicherheit, wenn sich ein solcher Transformator etwa durch einen primären Lagenschluß überhitzt (das kann eine Sicherung selten verhindern!), besteht darin, das Steuergerät mit Schutzkontakt zu versehen, also nach Schutzklasse 1 auszuführen. (Das wiederum setzt die nötigen Fachkenntnisse voraus!) Auch ein Klingeltransformator ist heute üblicherweise nach dem Streutransformatorprinzip gestaltet. Man beachte jedoch seine Einsatzbedingungen – er darf nur in trockenen Räumen betrieben werden!
Die Versorgung der Zeitsteuerschaltkreise aus einer solchen Niederspannungswicklung kann als trivial eingestuft werden. Da jedoch stabile Versorgungsspannung eine Voraussetzung für größtmögliche Genauigkeit ist, lohnt eine Z-Diodenstabilisierung. Neben den maximal 24 mA bei einer Kombination von *E 355 D*

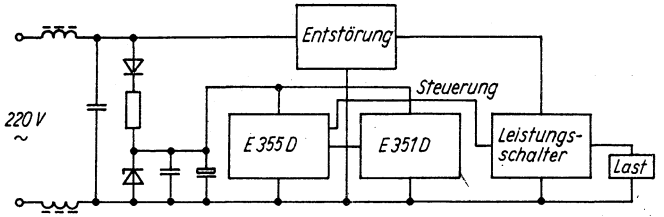


Bild 7.1 Stromversorgung einer Zeitsteuerschaltung innnerhalb eines (nach außen vollisolierten!) Leistungsschalters für Netzspannung (Prinzip)

mit *E 351 D* (und eventuellen Forderungen von möglichen Zusatzfunktionsschaltungen her, wie Temperatursteuerung o. ä.) wird dem Netzteil noch der Betriebsstrom für das Schaltglied abgefordert. Mit 20 mA kommt ein Optokoppler meist gut aus. Seine niedrige erforderliche Betriebsspannung erlaubt es auch, z. B. einen Anfalltyp des *E 355 D* mit niedrigerer zulässiger ORs-Sperrspannung zu benutzen. Ein Relais für 6 V braucht dagegen doch schon um 80 mA, während beim Standardtyp *E 355 D* zulässige 12-V-Typen meist schon mit 30 bis 40 mA auskommen. Da ORs jedoch nur mit 50 mA belastet werden sollte (im Fall einer Doppelnutzung dieses Ausgangs für „Spezialeffekte" möglichst nicht einmal so hoch), empfiehlt es sich, bei der Systemkonzeption mit Relais lieber schon einen Schalttransistor einzuplanen. Je nach gewünschter Reaktion kann er ein pnp- oder ein npn-Typ sein und von ORs oder von $\overline{\text{ORs}}$ her gesteuert werden.

Während nun der Optokopplerstrom einerseits tragbar klein ist und andererseits nicht einmal mit aus der stabilisierten IS-Span-

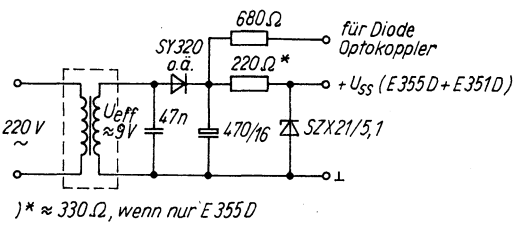


Bild 7.2 Transformatorgespeiste Stromversorgung für Kombination *E 355 D*/*E 351 D* und Optokopplerspeisung

nung gewonnen werden müßte, legen neuere Relais-TGLs nahe, möglichst bei der Nennspannung des Triebsystems zu bleiben. Im Grunde ist das ein weiteres Argument – und die Summe aller Kosten und Randbedingungen belegt es –, möglichst nur mit Optokoppler zu arbeiten. Bild 7.2 zeigt ein in dieser Hinsicht kostengünstiges Netzteil mit Klingeltransformator für eine komplette Zeitsteuerkombination, bei der der Optokoppler zudem noch aus der unstabilisierten Spannung versorgt wird, um die Z-Diode zu entlasten.

7.2. Leistungsschalter für ohmsche Lasten

Die in Abschnitt 5.2. beschriebene „Wochenendsteuerung" ist ein typischer Einsatzfall für einen Triac-Leistungsschalter, dessen zulässige Schaltleistung dann nur noch vom vorhandenen Triac-Typ bestimmt wird. Im Amateurbedarfshandel konnte man z. B. schon mehrfach den ČSSR-Typ *KT 774* erhalten. 600 V Sperrspannung und 6 A Dauerstrom sind seine typischen Werte. Der erforderliche Gatestrom beträgt höchstens 80 mA; im allgemeinen kommt man mit weniger als 50 mA aus. Der nötige Haltestrom wird mit maximal 50 mA angegeben.

Der Nachteil von Triac-Schaltern mit üblichen Zündelementen liegt in den entstehenden Störungen, die sich z. B. im Lang- und Mittelwellenbereich bemerkbar machen. Je später innerhalb des Verlaufs der anliegenden Wechselspannung gezündet wird, um so größer sind sie, um so mehr Entstöraufwand muß also getrieben werden. Für Heizungssteuerungen u. ä. hat sich daher die Schwingpaketsteuerung mit Nullspannungsschalter durchgesetzt. Der erstgenannte Begriff bedeutet, daß zur Dosierung der umgesetzten Energie in Wärme je nach Umgebung jeweils für einige volle Netzschwingungen ein- und dann wieder ausgeschaltet wird. Darauf soll hier, da es ein Randproblem von Zeitsteuerungen ist, aus Platzgründen nicht eingegangen werden. Wichtiger, da auch für „einmalige" Ein- und Ausschaltvorgänge von Bedeutung, ist der zweite Begriff. Durch eine „Zusatzelektronik" wird der nach jedem Spannungsnulldurchgang periodisch neu zu zündende Triac veranlaßt, schon bei wenigen Volt augenblicklicher Netzspannung einzuschalten. Damit entsteht eine nur geringe Störenergie, deren Dämpfung erfahrungsgemäß einen oder zwei spannungsfeste Kondensatoren, jedoch keine zusätz-

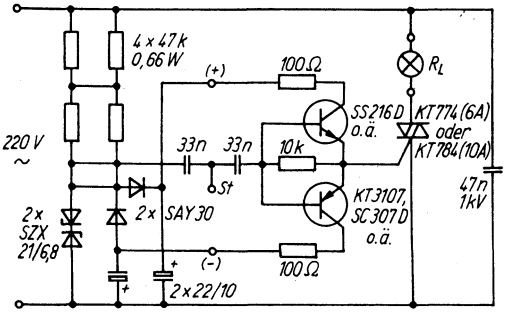


Bild 7.3 Symmetrischer, störarmer Nullspannungsschalter für Triac zum Schalten ohmscher Lasten

liche Ring- oder Schalenkerndrossel erfordert. (Stabkernversionen wirken nämlich wiederum als „Sendeantennenstäbe"!)
Eine Schaltung nach Bild 7.3 erfüllt die gestellten Bedingungen in ausgezeichneter Weise. Selbst bei einem (für den benutzten Triac, in diesem Fall auf Kühlkörper montiert, gerade noch zulässigem) 1000-W-Heizer zündet der Triac jeweils bereits bei nur etwa 2 V Netzspannungsaugenblickswert. Die dazu nötige Zündenergie entstammt einer Steuerschaltung, die bei Netznennspannung nur etwa 1 W beansprucht. Die symmetrische Auslegung nutzt beide Halbwellen zur Energiespeicherung, und der Triac wird über die „Gegentakt"-Schaltung zweier zueinander komplementärer Transistoren wechselweise mit positiven und mit negativen Impulsen gezündet. Die hochohmige Spannungsquelle (im Beispiel 4 0,66-W-Widerstände zu je 47 kΩ, in Serie und parallel wieder zu $R_{ges} = 47$ kΩ kombiniert) erlaubt den Einsatz billiger plastverkappter Halbleiterbauelemente (*SAY 30, SC 206* oder besser *SC 236, SC 306* o. ä.). Auch die beiden „antiseriell" geschalteten Z-Dioden sind Kleinleistungstypen. An ihnen wird sowohl (in beiden Richtungen) die Betriebsspannung gewonnen (22 bis 47 µF/10 V genügen als Speicher) als auch die über Keramikkondensatoren differenzierte Steuerspannung für den „Quasi"-Nullspannungsschalter. Damit ist gleichzeitig der Eingriffspunkt für eine energiearme Ein-Aus-Steuerung vorbereitet, dem wichtigsten Detail für den Eingriff einer *E-355-D*-Zeitsteuerung. Gemäß Bild 7.4 wird der Koppelpunkt St durch einen weiteren billigen Miniplasttransistor gegen die negative (!) Betriebsspan-

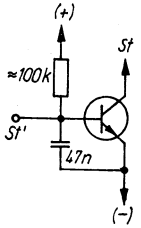


Bild 7.4
Ein-Aus-Steuerungseingriff für Bild 7.3

nung geschaltet, wenn der Transistor über etwa 100 bis 150 kΩ von Plus her Basisstrom erhält. Damit sperrt die Strecke auch die negativen Impulse zuverlässig. An die Basis dieses Transistors – wiederum gegen die negative Betriebsspannung – legt man die Kollektor-Basis-Strecke eines Optokopplers, z. B. vom Typ *MB 101*, dessen Eingang von einer (sonst beliebig ausgelegten) Zeitsteuerschaltung angesteuert werden kann.
Das Prinzip wurde an Lasten bis herunter zu einer 15-W-Glühlampe erfolgreich angewendet. Man kann also z. B. auch Beleuchtungsanlagen bis etwa 1000 W Gesamtleistung auf diese Weise steuern. Bei induktiven Lasten dagegen versagt die Schaltung wegen der auftretenden Phasenverschiebungen.

7.3. Leistungsschalter für Lasten mit induktivem Anteil

Als Einsatzfall wurde die in Bild 7.5 wiedergegebene Erweiterungsschaltung zur Schaltung nach Bild 7.3 mit einem Kofferfernsehgerät *K 67* erfolgreich erprobt. Es mußte erreicht werden, daß der Triac erst dann gezündet wird, wenn die infolge des induktiven Anteils gegenüber der an den vorher steuernden Z-Dioden phasenverschobene Spannung am Triac selbst ihren Nulldurchgang hat. Dazu genügten 2 weitere antiseriell geschaltete Kleinleistungs-Z-Dioden und ein (möglichst hochohmiger) Vorwiderstand, der die Spannung am Triac abgreift. Da im „Aus"-Fall dort jedoch Netzspannung liegt, mußte dieser Vorwiderstand im Interesse kleiner zusätzlicher Wärmeverlustleistung möglichst hochohmig sein. 100 kΩ/0,66 W erwiesen sich als sinnvoll. Allerdings bedingt das für die 1stufige Steuerschaltung Zündeinsatz erst bei etwa 10 bis 15 V Netzspannungsaugenblickswert, was die

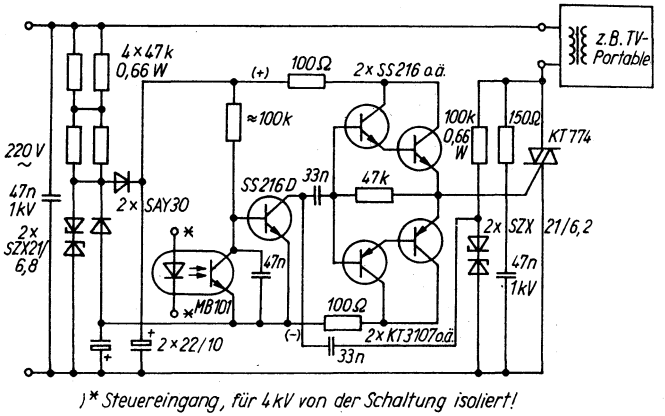


Bild 7.5 Erweiterung des Nullspannungsschalters für Lasten mit induktivem Anteil (Einsatzfall: Zeitsteuerung eines kleinen Fernsehempfängers)

Störungen erhöhte. Eine zweite Komplementärstufe, in Bild 7.5 bereits enthalten, verringerte die Zündpunkte wieder auf etwa 3 V. Damit erfüllt die Schaltung alle Ansprüche. Das *RC*-Glied über dem Triac erwies sich als nötig, um Unregelmäßigkeiten im Spannungsanstieg vor den Zündzeitpunkten zu unterdrücken. Die Schaltung wurde zum zeitbegrenzten Betrieb des Geräts (bei Kindersendungen bzw. für automatische Abschaltung beim Nachtprogramm-Ende) eingesetzt.

7.4. Leistungsschalterautomatik

Der im folgenden beschriebene Einsatzfall für einen *E 355 D* allein kombiniert die Wirkungen „akustisches Signal" und „Leistungsschalter mit kleinem Aufwand" am Beispiel einer Halbautomatik für einfache Toaster ohne eigene Zeitbegrenzung.

7.4.1. Vorgaben

Die Aufgabe bestand darin, nach der nötigen (aber möglichst nicht unnötig langen) Vorheizzeit die Betriebsbereitschaft zu

signalisieren, anschließend durch einfachen Knopfdruck (ähnlich dem bereits beschriebenen Signalgeber) jeweils nach Einlegen den in sinnvollen Grenzen vorwählbaren Toastzeitraum für einen „Durchgang" zu starten und dessen Ende jeweils wieder akustisch zu signalisieren. Jeder Knopfdruck hat gleichzeitig die Heizzeit neu zu triggern, so daß sie sich immer um eine Toastperiode verlängert. Das heißt, es steht nach Ertönen des Signals die gleiche Zeitspanne zum Wechseln zur Verfügung wie für den einzelnen Durchgang selbst, im allgemeinen also um etwa 1 min. Nach Abschluß der Benutzung soll sofort abgeschaltet werden können. Geschieht das nicht, soll es die Automatik selbst eben nach etwa 1 min (genauer: nach Ablauf der eingestellten, wählbaren Toasterzeit) tun. Unterbleibt nach Einschalten in Stellung Vorheizen anschließend die Benutzung aus irgendeinem Grunde, so soll sich das Gerät ebenfalls selbsttätig abschalten. Das geschieht dann allerdings im realisierten Fall erst nach der sechsfachen Zeit. Auch das sei genauer erläutert (Bild 7.6): In Stellung „Vorheizen" wird nicht nur durch Hochschalten des Teilerverhältnisses (Verbindung IT – OD) die am Oszillator eingestellte Zeit vom Teiler versechsfacht, sondern gleichzeitig – ein 2poliger Umschalter gestattet diese Kopplung – wird am Oszillator eine Festzeit eingestellt. Das hat zwei Gründe: Zum einen wird dadurch die Vorheizzeit unabhängig von der aktuell gewählten Toastzeit, zum anderen kann die Vorheizzeit den Eigenschaften des benutzten Toastermodells angepaßt werden. Insofern eignet sich die Einrichtung z. B. auch zum zeitbegrenzten Betrieb etwa eines Tauchsieders, unkonventionell etwa zum Eierkochen eingesetzt. Bereits an dieser Stelle sei betont, daß alle Bedienorgane in dieser Anwendung – sofern nicht z. B. der in Abschnitt 7.2. beschriebene Nullspannungsschalter mit Optokopplereingang benutzt wird – sachkundig vollisolierte berührbare Knöpfe bzw. Hebel haben müssen. (Auch der Nullspannungsschalter muß in sicherheitstechnischer Hinsicht durchkonstruiert sein!) Insofern fällt diese Anwendung also unter jene Geräte, die nur vom Fachmann gebaut bzw. vor Inbetriebnahme mindestens entsprechend überprüft sein müssen.

Das Stellpotentiometer zur Anpassung der Vorheizzeit sollte auf jeden Fall nur nach Öffnen einer Abdeckung erreichbar sein. Eine optische Betriebsanzeige ist zu empfehlen, z. B. Leuchtdiode am Anschluß OA. Da diesmal der *E 355 D* tatsächlich im Fre-

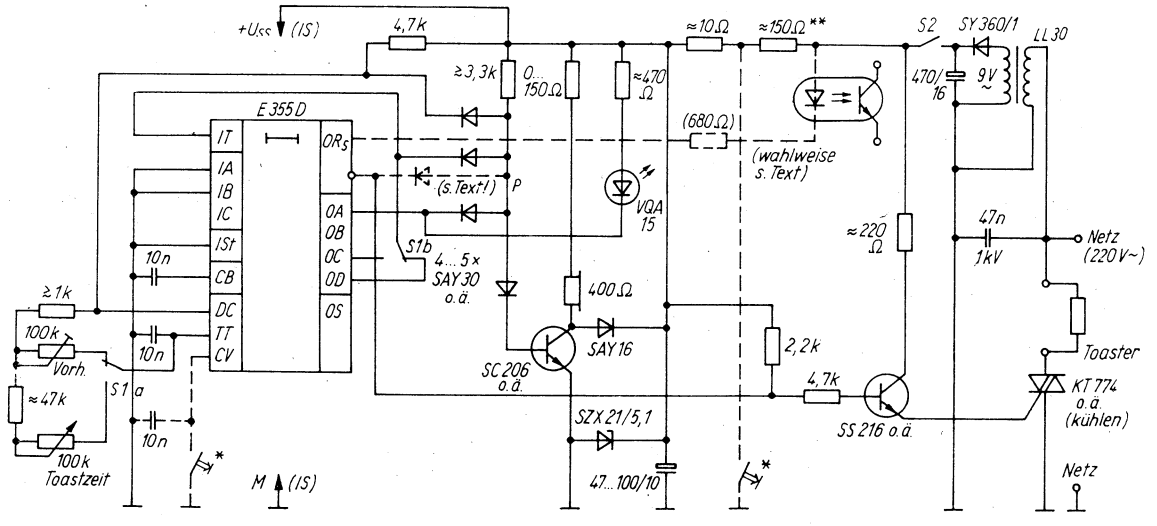


Bild 7.6 Leistungsschalterautomatik mit akustischen Signalen für Vorheiz- und Intervallzeit sowie einfacher störarmer Leistungsstufe (Triacsteuerung mit positiven Impulsen ist aber nicht optimal)

quenzbereich seiner „Hauptlage" betrieben wird, ergibt sich dadurch gut bemerkbares Blinken. Bild 7.6 zeigt die Gesamtschaltung des Geräts in Verbindung mit dem unter Abschnitt 7.4.3. beschriebenen einfachen Leistungsschalter. Außerdem wurde die Möglichkeit angedeutet, einen Optokoppler in üblicher Weise anzuschließen, so daß auch der schon erwähnte Nullspannungsschalter eingesetzt werden kann. Die Einrichtung wird auch nach automatischem Abschalten des Toasters, also des Leistungsteils, vielleicht ans Netz angeschlossen bleiben. (Normalerweise zieht man den Stecker des Toasters, zumindest bei einfachen Modellen. Hier könnte also der Steuereinrichtungsstecker gezogen werden, über den auch der Leistungskreis angeschlossen ist, z. B. mit einer Schutzkontaktdose – Schuko-Dose – zur bedarfsweisen Wiedertrennung beider Geräte). Daß zwar der Heizvorgang abgeschlossen ist, aber das Gerät noch am Netz liegt, kann die Einrichtung selbst signalisieren. Das vom „Nutzsignal" zu unterscheiden legt die ohnehin gewählte Ausführung nahe (s. u.), den Ton sowohl beim Abschluß des Vorheizprozesses wie beim Toasten selbst mit OA zu pulsen. Nach Abschluß der eingestellten Gesamtzeit (nach 50% der Periode beginnt das gepulste Signal) gehen bei Kippfunktion alle Ausgänge (außer $\overline{\text{ORs}}$ und OS, die L annehmen) auf H. Dadurch wird der bis jetzt gepulste Ton zum Dauerton, der Abschalten nahelegt. Soll die Automatik jedoch am Netz bleiben, so ist es sinnvoll, ihn zu löschen. Mit $\overline{\text{ORs}}$ hat man das in der Hand: Eine zusätzliche Diode (oder auch eine Direktverbindung, wenn $\overline{\text{ORs}}$ nicht anderweitig benutzt wird) vom Transistor-Basissteuerpunkt in Richtung $\overline{\text{ORs}}$ löst das Problem. Das funktioniert auf jeden Fall – ob nach 5 min Anheizsignal (wenn man nicht reagiert) der Toaster wieder abgeschaltet wird oder wenn man am Ende des Toastens nicht innerhalb von etwa 1 min neu getriggert hat.

7.4.2. Zeitsteuerteil

Der *E 355 D* wird in Kippfunktion betrieben. Das sichert einmalige und unverzögerte Reaktion auf den Startimpuls. Der Start wird jedoch unterschiedlich ausgelöst. Bei Inbetriebnahme zum Vorheizen geschieht das durch den niederspannungsseitig

(aber nicht netzgetrennt – man beachte Abschnitt 7.4.3.!) angebrachten Einschalter, der allerdings auch auf der Netzseite liegen könnte; dann muß er jedoch für die gesamte zu schaltende Leistung bemessen sein! In dieser Schaltart wird also vom automatischen Start Gebrauch gemacht. ISt liegt fest an Masse. Ertönt das Signal, daß die nötige Vorheizzeit abgelaufen ist, „quittiert" man das durch Umschalten des Teilerverhältnisses auf die Verbindung IT – OC.

Zur besseren Unterscheidung zwischen beiden Betriebsarten könnte man das Signal unterschiedlich gestalten. Dazu müßte z. B. die Verbindung von OA und Steuerpunkt für den Signaltransistor nur bei „Vorheizen" eingeschaltet werden. Dann ist das Signal „Vorheizen beendet" im Sekundenrhythmus gepulst, während des für die Zyklusanzeige beim Toasten ein für die Dauer der Toastzeit (mit Verbindung $\overline{\text{ORs}}$) an deren Ende abgestrahlter Dauerton wäre. Er hielte ständig an, wie erläutert, wenn $\overline{\text{ORs}}$ nicht mit in die Tonsteuerung einbezogen wird. Die Realisierung erfordert entweder einen weiteren Schaltkontakt oder (was sich vielleicht leichter durchführen läßt) einen weiteren Transistor. In der realisierten Schaltung wird das Signal aus bereits erläuterten Gründen in beiden Fällen von OA getaktet.

Der Impulsplan nach Bild 7.7 zeigt die Abläufe in den beiden Betriebsarten. Die beim Vorheizen eingestellte Festfrequenz (z. B. etwa 1 kHz) wird an OA zu einer Periodendauer von etwa 1 s. OA beginnt – wie alle anderen Ausgänge – nach dem durch das Einschalten erzeugten automatischen Start mit L und geht nach 0,5 s auf H. Beim Vorheizen ist OD mit IT verbunden. Bis dorthin wird t_{OA} zu t_{OD} mit $10 \cdot 10 \cdot 6 = 600$ s, also 10 min Verzögerungszeit. Sie steht an ORs voll zur Verfügung (Kippfunktion)! Der Leistungsausgang (s. Abschnitt 7.4.3.) ist diese ganze Zeit über eingeschaltet. An OD selbst geht der Pegel jedoch (pull-up-Maßnahme vorausgesetzt, hier durch interne Schaltkreisverknüpfung mit U_{SS} realisiert) bereits nach $U_{OD}/2$ wieder auf H, also nach 5 min. Das Diodengatter vor der Transistorbasis wird damit von OD her freigegeben. Nun kann sich das tonfrequente Pulsen von DC her auswirken, das außerdem durch OA jeweils 0,5 s periodisch unterdrückt oder freigegeben wird. Der Tontransistor liefert damit an die als Schallwandler eingesetzte Hörkapsel einen Aufmerksamkeit fordernden, „zerhackten" Signalton. Er

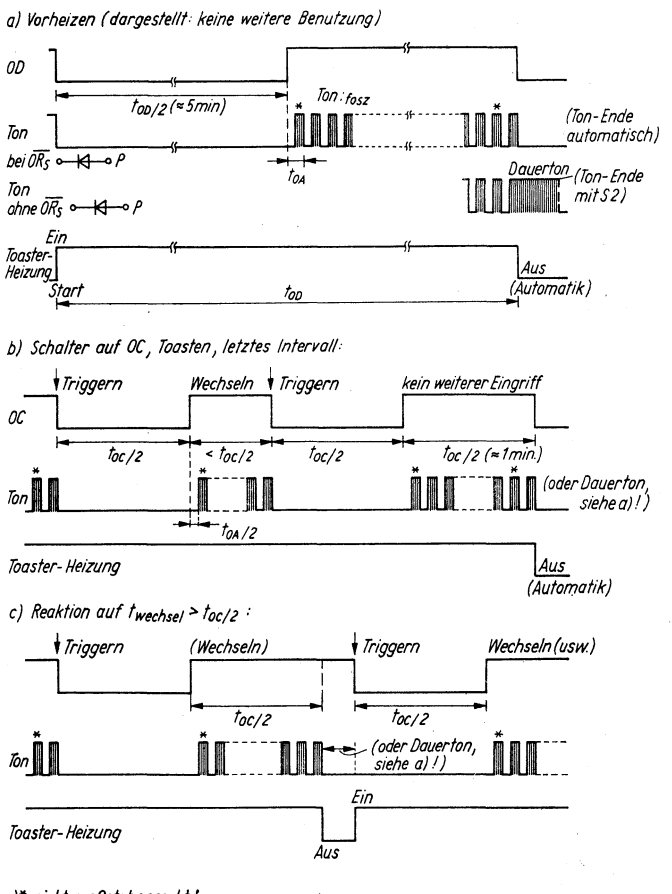


Bild 7.7 Impulsdiagramme zur Schaltung nach Bild 7.6

bricht erst nach 5 min ab (Verbindung mit $\overline{\text{ORs}}$ vorausgesetzt, sonst weiter Dauerton), wobei gleichzeitig auch der Leistungskreis wieder gesperrt wird. Innerhalb dieser 5 Signalminuten kann man mit dem Toasten beginnen. Nach Einlegen der Scheiben (vorher Schalter in Stellung „Toast" bringen!) wird die „Intervalltaste"

gedrückt. Ihre im Beispiel angebotene, etwas unkonventionelle Schaltungsart senkt kurzzeitig die Betriebsspannung in Nähe von 0 ab. Je nach verwendetem Toaster sollte der 4,7-Ω-Widerstand gegebenenfalls auf z. B. 10 Ω vergrößert werden, damit der Taster vom dahinterliegenden Kondensator keinen unzulässig hohen Stromimpuls erhält. Man beachte, daß das Intervall erst nach Loslassen der Taste beginnt!
Statt dieser vielleicht für andere Einsatzfälle interessanten Rücksetzmöglichkeit kann aber – „sauberer" bezüglich der Schaltungsvorgaben des Herstellers – über eine nichtrastende Taste von CV nach Masse neu gesetzt werden. Da der Betriebsartenschalter jetzt an OC liegt, hätte das Intervall bei gleicher Oszillatoreinstellung wie im Vorheizfall jetzt nur eine Dauer von 100 s (entspricht t_V an ORs), d. h., OC geht nach 50 s auf H. Jetzt würde wieder der Tontransistor freigegeben und lieferte das Signal zum Drehen oder Wechseln der Scheiben. Der Oszillator wird in dieser Stellung aber über ein erst jetzt wirksames Potentiometer abgestimmt. Je nach genauer Zeitwahl (man sollte den Bereich nach Einsatznotwendigkeiten begrenzen) stehen aber wieder etwa 50 s bis zum Neustart zur Verfügung, bevor das Gerät auf „Prozeßende" erkennt und den energieintensiven Toaster abschaltet.

7.4.3. Leistungsschalterteil kleinen Aufwands

Der in Abschnitt 7.2. beschriebene Nullspannungsschalter hat zweifellos eine Reihe von Vorteilen, solange es gelingt, auch eine entsprechend leistungsarme Steuerelektronik anzufügen. Leider trifft das auf den *E 355 D* nicht ganz zu. Im Tausch zwischen Verlustwärme (und ihren Problemen, die letztlich auch wieder das Gerätevolumen vergrößern) und Bauelementevolumen bietet sich also, wie schon beschrieben, ein kleiner Transformator an (Größe *LL 30* o. ä.). Er wurde zunächst auch wegen des Vorteils der mit ihm möglichen Netztrennung des Steuerteils gewählt. Geht man nun von dieser Besonderheit wieder ab, so steht genügend Energie zur Verfügung, um einen Triac mit Gleichstrom ständig in Zündbereitschaft zu bringen. Dieser Gleichstrom (maximal 80 mA, typisch weniger als 50 mA) wird vom Zeitschaltkreis gesteuert. Diese Anordnung hat in gewisser Weise

ebenfalls den Charakter eines Nullspannungsschalters, was ihre „Störarmut" betrifft. Bereits bei etwa 1 V Augenblickswert der anliegenden Wechselspannung wird der Triac gezündet und so lange leitfähig gehalten, bis die Automatik den Steuerstrom wieder unterbricht. Lediglich der Einschaltaugenblick ist bezüglich der Phase der Netzspannung nicht definiert. Der Einsatz einer solchen Lösung für häufiges (z. B. periodisches) Schalten – etwa für Beleuchtungseffekte – ist daher nicht zu empfehlen. Es erfordert einerseits doch wieder größere Entstörmaßnahmen, andererseits ergibt sich eine höhere Beanspruchung der Bauelemente im Leistungskreis. Für solche Zwecke ist also der schon beschriebene Nullspannungsschalter in seinen beiden vom Einsatzfall her zu wählenden Varianten wieder eindeutig überlegen.

Bei Anschluß des einfachen Leistungsschalters an den *E 355 D* ist nicht nur der Aspekt der Sicherheit zu beachten. Man darf auch den an sich trivialen Umstand nicht übersehen, daß der wegen des Grenzstroms für die Triac-Zündung ohnehin nötige Transistor nun nicht von ORs, sondern von $\overline{\text{ORs}}$ gesteuert werden muß. (Im Unterschied dazu liegt die in Bild 7.6 ebenfalls skizzierte Optokoppler-Variante für den Nullspannungsschalter tatsächlich an ORs.) Bezüglich der Auslegung des Netzteils ist schließlich noch zu beachten, daß Transformatorsekundärspannung, erforderlicher Strom im Zweig der stabilisierten Spannung und Wahl der Z-Diode wegen ihrer begrenzten Belastbarkeit in Zusammenhang stehen. Darauf achte man vor allem, wenn in anderen Einsatzfällen außerdem noch ein *E 351 D* zu versorgen ist oder wenn es sich gar um ein System mit 2 × *E 355 D* zur flexibleren Zeitsteuerung handelt. Aus diesem Grund wurde auch die Zündenergie stets vor der Z-Diode abgegriffen.

8. Schlußbemerkungen und Empfehlungen

Die Beschäftigung mit diesen beiden Zeitsteuerschaltkreisen brachte rasch die Erkenntnis, wie vielfältig sie sich nutzen lassen und welch unterschiedliche Funktionen man mit ihnen realisieren kann, auch (oder gerade als „dezentrale Alternative" dazu)

Tabelle 8.1 Betriebsbedingungen für Amateurtypen *P 351 D* (sinngemäß bis Zeile 5) und für *P 355 D* (gesamte Tabelle bzw. Klammerangaben in den ersten Zeilen)

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	4,75	5,00	5,25
Umgebungstemperatur	ϑ_a	°C	15	25	40
obere Grenzfrequenz	f	kHz	—	—	105
Eingangsspannung (IA, IB, IC, IT, ISt)	U_{IL}	V	0	—	0,8
	U_{IH}	V	2;4	—	5,25
frequenzbestimmender Widerstand	R_A, R_B	kΩ	1	—	1000
frequenzbestimmender Kondensator	C_f	µF	0,001	—	10
Kondensator zur Prellunterdrückung	C_{CB}	nF	0,03	20	100
Anstiegsgeschwindigkeit der Betriebsspannung	$\frac{U_{SS}}{t}$	$\frac{V}{\mu s}$	—	—	0,05
Setzimpulsdauer an CV	t_{pCV}	µs	200	—	—

angesichts von Mikroprozessoren mit ihrer zunehmenden Bedeutung für alle Bereiche. Die vorliegende Beispielsammlung stellt daher nur einen Bruchteil der Möglichkeiten dar, die in ihnen liegen und die inzwischen von den Nutzern in vielen Industriezweigen realisiert worden sind. Vor allem die zahlreichen Einsatzfälle, bei denen Steuerungsaufgaben nicht nur vom fest vorgegebenen Zeitprogramm, sondern von anderen Einflußfaktoren abhängen, konnten nicht berücksichtigt werden. Man denke z. B. an die Verknüpfung von Schaltzeiten über temperatur-, feuchte- oder lichtabhängige Sensoren mit diesen physikalischen Einflüssen. So ließe sich z. B. ein Heißleiter als Bestandteil des Oszillators nutzen, um Abläufe je nach Temperatur zu beschleunigen oder zu verzögern. Auf anderem Gebiet wiederum ist der *E 355 D* als Betriebsstundenzähler mit Zwischen- und Ende-Informationen nutzbar.

Tabelle 8.2 Grenzwerte des *P 351 D* (sinngemäß bis Zeile 5) und des *P 355 D* (gesamte Tabelle bzw. Klammerangaben in den ersten Zeilen)

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{SS}	V	0	6,5
Eingangsspannung (außer TT und CV)	U_I	V	0	5,25
Ausgangsspannung	U_O	V	0	6,5
Verlustleistung	P_V	mW	—	400
Eingangsdauerstrom	$-I_I$	mA	0	1 (2)
Ausgangsstrom an CB	I_{OL}	mA	—	5
Kapazität an CB	C_{CB}	nF	0,03	100
Eingangsspannung an TT, CV	U_{TT}, U_{CV}	V	0	$U_{SS}+0,5$

Tabelle 8.3 Kennwerte des *P 351 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	typischer Wert[1])	Größtwert	Bedingungen
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	μA	30	150	U_{SS} = 5,25 V, U_{IL} = 0,4 V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	μA	0,1	10	U_{SS} = 5,25 V, U_{IH} = 2,4 V
Ausgangssperrstrom	I_{OH}	μA	—	250	U_{SS} = 4,75 V, U_{OH} = 5,25 V
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	V	0,2	0,4	U_{SS} = 4,75 V, I_{OL} = 4 mA
L-Stromaufnahme	I_{SSL}	mA	3	7	U_{SS} = 5,25 V, alle Ausgänge auf L
Verzögerungszeit	t_{DITO}	μs	6	—	—
	t_{DISO}	μs	4	—	—

[1]) gilt für $U_{SS} = 5$ V, $\vartheta_a = 25$ °C

Auch bei den einfachen Kurzzeitsteuerungen gibt es noch manchen nichtgenannten Einsatzfall. Kurz gesagt: Der Masseeinsatz dieser interessanten Timerschaltkreise hat eigentlich gerade erst begonnen – immer im Rahmen der sinnvollen, bald vielleicht durch neue, noch bessere mikroelektronische Lösungen veränderten Anwendungsgrenzen.

Über die inzwischen in den Amateurbedarfshandel gelangten verbilligten *P*-Typen der beiden Schaltkreise informieren abschließend Tabelle 8.1 bis Tabelle 8.4. Diese Schaltkreise sind voll funktionsfähig und werden vor Auslieferung geprüft. Sie erfüllen lediglich nicht in allen technischen Parametern die Forderungen der entsprechenden TGL. In der Kennzeichnung unterscheiden sie sich dadurch, daß statt des *E* bzw. *D* vor der Typenzahl ein *P* oder ein Farbpunkt angebracht ist.

Tabelle 8.4 Kennwerte des *P 355 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	typischer Wert[1])	Größtwert	Bedingungen
L-Eingangsstrom IA, IB, IC, IT, ISt	$-I_{TL}$	μA	20	150	$U_{SS} = 5{,}25$ V, $U_{IL} = 0{,}4$ V
H-Eingangsstrom IA, IB, IC, IT, ISt	I_{IH}	μA	0,1	10	$U_{SS} = 5{,}25$ V, $U_{IH} = 2{,}4$ V
Ausgangssperrstrom	I_{OH}	μA	—	250	$U_{SS} = 4{,}75$ V, $U_{OH} = 5{,}25$ V
Stromaufnahmefähigkeit ORs		mA	—	50	—
Stromaufnahmefähigkeit OA		mA	—	20	—
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	V	0,15	0,4	$U_{SS} = 4{,}75$ V, $I_{OH} = 4$ mA
H-Entladestrom	I_{DCH}	μA	—	5	$U_{SS} = U_{DCH} = 5{,}25$ V
Stromaufnahme	I_{SSL}	mA	15	25	$U_{SS} = 5{,}25$ V, alle Ausgänge L außer OS und $\overline{\text{ORs}}$
Reproduzierbarkeit der Frequenz	$\frac{\Delta f_{OA}}{f_{OA}}$	%	+2[2])	+10	$\vartheta_a = 25$ °C, $R_A = R_B = 1$ kΩ, C = 0,1 μF
Verzögerungszeit ISt → OD	t_{DIStOD}	μs	30	—	—

[1]) gilt für $U_{SS} = 5$ V, $\vartheta_a = 25$ °C
[2]) Kleinstwert: −10%

9. Literatur

Zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung standen nur wenige Publikationen zu diesem Thema zur Verfügung. Bis zum Erscheinen dieser Broschüre dürfte sich das schon wesentlich verändert haben.

[1] J. Teichmann, I²L-Schaltungstechnik. In: radio-fernsehen-elektronik H. 8/1977, S. 245–247.

[2] H. Völz, Elektronik – Grundlagen, Prinzipien, Zusammenhänge. 2. Auflage, Akademie-Verlag, Berlin 1979, S. 748–756.

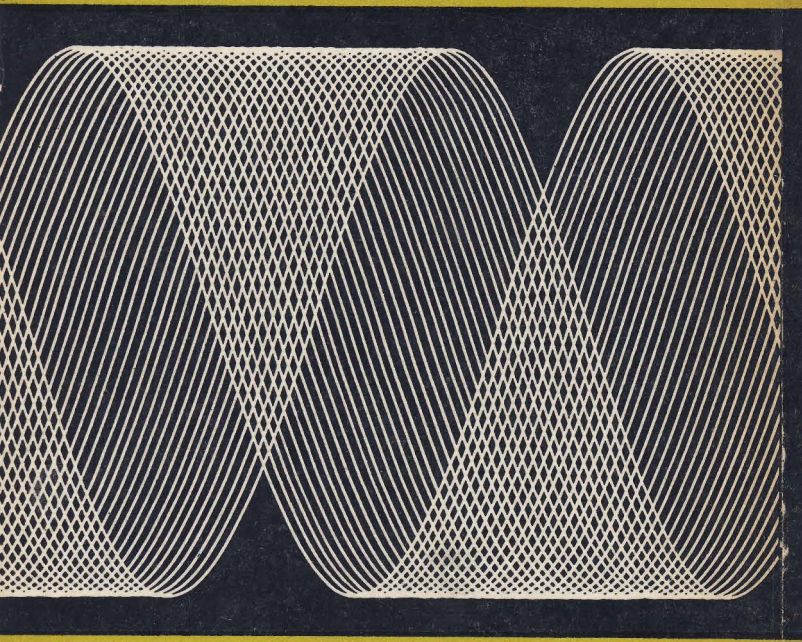
[3] J. Boldt/K. Junge/B. Schönfelder, Integrierter I²L-Teiler *E 350 D*. In: radio-fernsehen-elektronik H. 5/1980, S. 287–289.

[4] TGL 35334, Ausgabe Juni 1981.

[5] TGL 35335, Ausgabe März 1981.

[6] J. Teichmann, Integrierte Zeitsteuerschaltung *E 355 D*. In: radio-fernsehen-elektronik H. 5/1980, S. 283–287.

[7] K. Schlenzig, Einsatzbeispiele für CMOS-Zeitschaltkreise. Reihe electronica, Band 197, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1982.

[8] H.-J. Kowalski, Triac-Ansteuerung mit Nullspannungsschalter. In: FUNKAMATEUR H. 4/1980, S. 181–184.

[9] K. Schlenzig/W. Stammler, Elektronikbasteln im Wohnbereich. 2. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1983.